tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 38 - nr. 2/3 - 1973

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, Leidschendam. Gironummer 94746 t.n.v.
Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het genootschap stelt zich ten doel in Nederland en de Overzeese Rijksdelen de wetenschappelijke ontwikkeling en de toepassing van de elektronica en de radio in de ruimste zin te bevorderen.

Bestuur

Prof.Dr.Ir. J. Davidse, voorzitter
Ir. F. de Jager, vice-voorzitter
Ir. C. van Schooneveld, secretaris
Ir. L.R. Bourgonjon, penningmeester
Ir. E. Goldbohm
Prof.Dr. H. Groendijk
Ir. G.L. Reijns
Prof.Ir. C. Rodenburg
J.W.A. van der Scheer Ing.

Lidmaatschap

Voor opgave lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt.

Studenten aan universiteiten en hogescholen kunnen bij gevorderde studie in aanmerking komen voor een juniorlidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie voor gewone leden.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, worden verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

Redactiecommissie

Ir. M. Steffelaar, voorzitter
Ir. L.D.J. Eggermont
Ir. A. da Silva Curiel.

Abonnementen

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt ƒ 35,-.
Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Advertenties

Tarieven en verdere inlichtingen worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

DE EXAMENS

De examens door het Genootschap ingesteld en afgenomen zijn:
Elektronicatechnicus en Elektronicamonteur.

Examencommissie

Ir. J.H. Geels, voorzitter
Ir. F.F.Th. van Odenhoven, vice-voorzitter
Ir. L.R.M. Vos de Wael, secretaris penningmeester.

Deelname en inlichtingen

Voor deelname en inlichtingen wende men zich tot het secretariaat van de Examencommissie NERG, von Geusaustraat 151, Voorburg, gironummer 6322 te Voorburg.

ELEKTRONICA EN DE COMPONIST

Prof. Ir. H. Badings

De verbindingslijnen tussen componist en elektronica zijn veelvuldig en soms gecompliceerd. De componist heeft om te beginnen natuurlijk hetzelfde brede contact met de elektronica dat ieder mens in de huidige tijd heeft, vaak zonder zich dat zo bewust te zijn. Hij gedraagt zich dan als knopdrukker of schakeldraaier zonder zich te bekommeren om de bouw van het apparaat of het functioneren van de onderdelen. De bedieningsgrepen worden aangepast aan de minst ontwikkelde gebruiker, zodat de rol van de elektronica alleen nog opgemerkt wordt, omdat het apparaat aan een electrische energiebron moet worden aangesloten. Misschien is de componist er zich iets meer van bewust elektronica te gebruiken, omdat grammofoon, T.V., radio en de geluidsweergave in het bijzonder zo'n grote rol bij zijn werk spelen. Toch wil ik U niet hierover vertellen, maar over het gebruik van de elektronica bij het creatieve werk van de componist. Daarbij kan ik de volgende gebieden onderscheiden, die ik daarna afzonderlijk wil bespreken:

- I Verandering van het geluidsresultaat met behulp van elektronica bij de weergave,
- II Verandering van mechanisch geluidsmateriaal met behulp van elektronica bij de samenstelling van een compositie,
- III Synthese van geluid met behulp van elektronica,
- IV Gebruik van elektronica bij het componeren.

I. VERANDERING VAN HET GELUIDSRESULTAAT MET BEHULP VAN ELEKTRONIKA BIJ DE WEERGAVE

Ik wil eerst met U nagaan - zonder hierbij, of in mijn volgende onderwerpen, naar volledigheid te willen streven - in hoeverre de componist gebruik kan maken van elektronica bij het weergeven van composities.

Hiertoe behoort het verbeteren van de acoestiek van zalen met behulp van luidsprekers en versterkers, met nagalmcontrole en met adequate vertraging van de ter versterking gebruikte signalen. Uiteraard kan de componist met dergelijke apparatuur gaan spelen en het klinkende resultaat beinvloeden. Dit is een onderwerp, dat al zo vaak is behandeld, dat het uilen naar Athene dragen is om er nog iets aan toe te willen voegen.

Tot de overbekende zaken behoort ook het balanceren van geluidsbronnen, dat uit de radiotechniek is voortgekomen. Om dit met een voorbeeld te demonstreren stel ik het geval, dat in een groot ensemble (koor, orkest) een solistische partij onvoldoende of niet hoorbaar wordt. Men kan dan met een solistenmikrofoon de te zwakke bron ophalen, zij het bij een opname, zij het bij een live-concert met behulp van luidsprekers.

De componist kan in zo'n geval een kleurrijke volle eigenlijk te zware, begeleiding gebruiken voor een solopartij en daarmee dramatische effecten realiseren, die hij in een gewone concertuitvoering niet zou kunnen toepassen.

Een gedifferentieerde vorm van dit principe vindt men bij vele opnamen van orkestuitvoeringen (nog meer bij orkest - koor - en soli-combinaties). In het orkest staan dan mikrofoons voor bepaalde groepen. De toonmeester en toontechnicus kunnen - al dan niet geadviseerd door de componist - een gunstige balans van de klankgroepen instellen en naar verkiezing gedurende de uitvoering wijzigen. Er zijn nu eenmaal in het orkest zwakke geluidsbronnen naast de decibelrijke instrumenten en onze natuurlijke neiging tot hulp aan en ondersteuning van de zwakken uit zich ook in zaken, die als celestamikrofoon, harpmikrofoon of solistenmikrofoons burgerrecht verworven hebben tegenwoordig ook al in openbare concerten. Van deze middelen kan de componist gebruik maken in de zogenaamde radiofonie en een totaal andere balans verlangen dan degene die natuurlijk ontstaat.

Een stap verder kan de componist gaan, wanneer bij het gebruik van stereofonie niet beperkt tot het continu placeren van de 1e violen links, van de bassen rechts, enz. maar door het creatieve gebruik van 2 (of 4) kanalen de richtingen laat wisselen in een antifonie, met een bepaalde geluidsbron nu eens links, dan eens rechts, dan weer in het midden, nu eens puntvormig, dan van een breed front, enz. Nog effectiever werkt het schijnbaar-bewegend geluid, dat ontstaat als men een signaal op een luidspreker brengt, dan op een tweede luidspreker bijmengt en al dan niet met "crossfading" naar die tweede luidspreker verplaatst. Men kan dit natuurlijk met meer luidsprekers voortzetten en - afhankelijk van het soort signaal - een opvallend bewegend effect verkrijgen.

Zo'n bewegend geluid kan met een ànders-bewegend geluid gecontrapunteerd worden. Ook kan bewegend geluid met antifone signalen gemengd worden.
Over deze mogelijkheden van opname en weergave bij het gebruik van twee kanalen heeft Prof. Dr. Geluk uitvoerig geschreven. Ik heb in mijn radiofonisch oratorium "Jonah" (1962) de volgende toepassingen gebruikt:

- puntvormig gelocaliseerde geluidsbronnen en de antifonie daarvan,
- puntvormig tot breed uitwaaierende bronnen,
- omgekeerd van breed tot puntvormig versmallende bronnen,
- bewegend geluid, ook gecombineerd met gefixeerd geluid,
- toepassing van bronnen met verschillende breedte,
- toepassing van droog geluid en van geluid met verschillend lange nagalm, ook met vertraagde nagalm,
- toepassing van het op verschillende plaatsen localiseren van het directe geluid en van de bijbehorende nagalm,
- toepassing van crossfading,
- toepassing van overbreedte,
- het schijnbaar op de voorgrond of op de achtergrond plaatsen van geluid,
- het gebruik van tegenfase om tegenstellingen te scheppen, maar ook om als het ware een spotlight te werpen op een geluidsdetail.

Het effect van antifonie en bewegend geluid, zelfs bij het gebruik van slechts twee gefixeerde luidsprekergroepen behoeft men niet te onderschatten. Toen mijn electronische balletmuziek "Kain en Abel" in 1957 voor het eerst werd uitgevoerd in Monte Carlo hadden wij één groep luidsprekers op het podium en een tweede boven-achterin de zaal. Het publiek was zo geboeid, dat het bewegende geluid letterlijk nagekeken werd. Ook de ten dele helemaal uit Parijs overgekomen critici waren enthousiast. Zij schreven echter meer over richting en beweging van het geluid, dan over hetgeen op het podium gedanst werd. Zij waren vooral uit over geluiden, die op hun hoofd vielen en over andere geluiden, die onder hun stoel vandaan kwamen, terwijl toch alle geluiden voortgebracht werden òf door de luidsprekers op het podium òf door de luidsprekers achterin de zaal.
Wij waren er ons toen nog niet zo van bewust, dat ons oor een dimensie toevoegt aan het links-rechts of voor-achter van de luidsprekers. Geluiden met hoge frequentie, vooral die met korte toonduur en een duidelijke toonvorm localiseert ons oor hoog of "van-boven-komend", terwijl geluiden met lage frequenties en lange toonduur als ruimtelijk laag of van-beneden-komend" worden opgevat. Dit laatste verschijnsel verklaart ook, waarom de Varèse-muziek voor het Philips-paviljoen op de Wereldtentoonstelling 1958 in Brussel niet bewegen wou.
Ondanks de weergave met behulp van meer dan 400 over de gehele wand verspreide en zelfstandig aangedreven luidsprekers wilden al die lage klokachtige tonen - waar Varèse toen zo van hield - niet van de grond komen. Wij zijn zeer richtingsgevoelig voor hoge tonen, vooral als zij ruisen, maar wij zijn niet erg richtingsgevoelig voor lage tonen.

Terwijl ik in het voorgaand vooral gesproken heb over de toepassing van elektronica bij het vastleggen van geluid op een geluidsdrager en bij het weergeven daarvan, kom ik nu tot een wezenlijk andere toepassing van de elektronica tijdens een concert. Niet alleen in de Nederlandse taal is daarvoor het woord "live-electronics" in gebruik, hoewel hier geen eenheid van terminologie bestaat. Tijdens het concert veroorzaakte mechanische trillingen worden door middel van een mikrofoon omgezet in electrische trillingen, daarna met behulp van een of ander elektronisch apparaat gedeformeerd of getransformeerd en in deze veranderde vorm via luidsprekers in de zaal hoorbaar gemaakt. De eenvoudigste transformaties zijn het toevoegen van nagalm of van terugkoppeling, het toevoegen van combinatietonen met behulp van een ringmodulator, het filteren van het spectrum e.d. Interessantere nieuwe mogelijkheden ontstaan door het plaatsen van een mikrofoon bij of in de geluidsbron en het daarmee hoorbaar maken van mechanische trillingen, die anders ongehoord zouden blijven. Ook hierbij is niet alles diep-gevoelde, heilig-geinspireerde kunst, want de scala van zulke geluiden gaat van het plaatsen van een mikrofoon binnen in een hobo, zoals de Zwitserse hoboist Heinz Holliger doet, tot aan het met een mikrofoon versterken van menselijke hoest- en zuchtgeluiden, van gefluisterde beledigende obscene of nonsens woorden tot het versterken van die soort "zuchten", die ontstaan als men met de volksschrijver Gerard Reve bewijzen wil, dat de uit de endeldarm ontsnappende gassen zwaarder zijn dan lucht. Deze trillings-transformaties kunnen interessante geluidseffecten veroorzaken. Het is dan alles een kwestie van begaafdheid van componist en interpreet.

II. VERANDERING VAN MECHANISCH GELUIDSMATERIAAL MET BEHULP VAN ELEKTRONICA BIJ DE SAMENSTELLING VAN EEN COMPOSITIE

Een rijker repertoire van transformaties van mechanische trillingen vertoont de in 1948 door de Franse geluidsingenieur Pierre Schaeffer als "musique concrète" aangekondigde geluidskunst. Er was een tijd lang een duidelijk verschil tussen deze "concrete muziek" en de "elektronische muziek" waarover straks nader. De grenzen zijn later vervaagd en heel vaak wordt daarom tegenvoordig de term "experimentele muziek" gebruikt als het eigenlijk over concrete muziek gaat. Feitelijk is alle muziek, waarin experimenten worden gemaakt met al dan niet traditionele muziekinstrumenten en/of met toongeneratoren en/of met elektro-akoestische transformatie: experimentele muziek. Zelfs bestaat er experimentele muziek, waarin helemaal geen "geluid" wordt voortgebracht, maar waarin het publiek op slecht-cabaret-achtige manier bedrogen wordt door uitvoerenden, die heel omstandig net doen alsof ze zullen gaan spelen, om dan na enige minuten van spanning bij het publiek, over wat er misschien gebeuren gaat, op te staan en te buigen voor het applaus, dat dan nog komt ook! Deze term "experimentele muziek" is een uitkomst in moeilijke gevallen, waar concrete muziek wordt gecombineerd met een levende zangeres, of elektronische muziek met traditionele muziekinstrumenten, of wel wanneer bij het klinkende eindresultaat niet meer onmiskenbaar kan worden geconstateerd of het concrete dan wel het elektronische procedé is gevolgd. Nadat ik al deze meng- en twijfelgevallen heb genoemd, kan ik mij een ogenblik wijden aan het concrete principe. De componist gaat daarbij uit van concreet geluid, van hoorbare mechanische luchttrillingen. Deze worden vastgelegd op een geluidsdrager, meestal toonband, vervolgens met alle beschikbare elektro akoestische middelen getransformeerd. De aldus verkregen klankgestalten worden nieuw gemonteerd op een geluidsdrager en tenslotte met behulp van luidsprekers weergegeven. De concrete muziek dankt zijn ontstaan en ontwikkeling vooral aan de toonbandopnemers. Niet alleen worden de simpele bewerkingen als sneller, langzamer, of teruglopend afspelen van de band veelvuldig toegepast voor een transformatie van het uitgangsmateriaal, maar ook is een "montage" door middel van knippen en plakken van toonbanden gemakkelijk uit te voeren. Met de bandlengte kan men de tijdsfactor eenvoudig en nauwkeurig controleren, met de volumeknop heeft men de dynamiek in handen en op de band kan het geluidspectrum in alle rust worden voorbereid.

De eerste concrete composities bestonden uit een enkelvoudige reeks van achter elkaar geplaatste geluidsgestalten, dus één akoestische laag. Later werden twee of meer akoestische lagen voorbereid en met behulp van even zovele toonbandapparaten samengevoegd via een mengapparatuur, waarbij de componist of de geluidstechnicus het evenwicht tussen de lagen kan afwegen, zoals een dirigent de groepen van een orkest nuanceert. Met de komst van de meerkanalige weergave werden de mogelijkheden daarvan natuurlijk ook in de concrete muziek toegepast.

Op één punt in deze keten van bewerkingen wil ik nog terugkomen, namelijk op de transformatie. Ik noemde al de transformatie verkregen door afspeelsnelheid en afspeelrichting van de recorder te veranderen of door knippen en in andere volgorde plakken van bandfragmenten, maar hier kan het gehele akoestisch elektronische repertoire worden ingeschakeld zoals: hoogpasfilters, laagpasfilters, bandfilters, kneders, poortmodulatoren, ringmodulatoren, nagalminstallaties (gewoon, vertraagd, als voorgalm, al dan niet met nagalm gecombineerd), zijbandmodulatie, vibrato-apparaten, enz.

Een groot voordeel voor de concrete muziek is het, dat het uitgangsmateriaal concreet geluid is, want dit materiaal voldoet als regel van het begin af aan de eis van het menselijk gehoor om timbre waar te nemen door middel van fluctuaties in de samenstelling van het spectrum. Geeft men het oor een constant spectrum, dan verdwijnt na 100 ms de aangename kleur-waarneming. Hoe langer dit constante spectrum duurt des te meer treedt er een onlust bij de waarnemer op, die zich o.a. uit in een snelle vermoeidheid. Het is een bekend verschijnsel, dat - als men uit een gesproken klinker - één periode uitknipt en deze constant laat doorklinken, geen mens meer de oorspronkelijke klinker kan herkennen. Of wel, als men uit de opname van een muzikale toon één periode constant maakt, kan men het instrument niet meer herkennen en men neemt een mechanische, "dode" toon waar. Met deze moeilijkheid heeft de concrete muziek dus niet te kampen, tenzij die tijdens de transformatie met veel moeite en ten onrechte wordt ingevoerd.

III. SYNTHESE VAN GELUID MET BEHULP VAN ELEKTRONICA

Deze moeilijkheid ligt echter op een serveertablet voor de zogenaamde elektronische muziek. Hierbij wordt in de reinste vorm het trillingsmateriaal verkregen uit toongeneratoren. De gemiddelde luisteraar raakt snel vermoeid bij het aanhoren van montages van constante spectra. Zulke montages werken alleen dan gunstig, wanneer de tonen kort

zijn, bijv. tussen 50 en 100 ms. Worden langere tonen toegepast, dan dient de componist te zorgen voor geschikte spectrum-fluctuaties. Maar ...... laat mij eerst iets mogen vertellen over die elektronische muziek. Het ontstaan ervan ligt omstreeks 1952. Zoals dat meer gaat met nieuwe uitvindingen, is het niet zo eenvoudig om vast te stellen, waar het gebeurde en door wie. Denkt U maar eens aan de boekdrukkunst, in Duitsland: Gutenberg, in Nederland: Laurens Jzn Koster. Of denk aan de metronoom, In Duitsland en Oostenrijk zegt men Maelzel (1816) in Nederland zegt men Dietrich Nikolaus Winkel, de in Amsterdam gevestigde mechanicus bij en van wie Mälzel het idee kreeg voor deze tempo-meter en tempo-aangever.

Na 1952 werkten O. Luening en V. Kassachevsky in New York met een mengsel van elektronische trillingen en opnamen van muziekinstrumenten, dus ook van concreet geluid. Te zelfdertijd werkte Herbert Eimert van de Keulse radio aan een elektronisch muziekstudio met vooral generatortrillingen. In 1952 maakte ik de eerste hoorspelmuziek voor de KRO met een mengsel van generatortrillingen en opnamen van concreet geluid, voornamelijk van muziekinstrumenten, maar ook van ander zogenaamd concreet materiaal. Zo lang ligt het begin van de elektronische muziek al terug en waarschijnlijk zijn er meer gevallen, dan ik noemde, onafhankelijk van elkaar.

De gang van bewerking kan ik vergelijken met de concrete muziek nl. 1e opwekking van het trillingsmateriaal, 2e de transformatie daarvan, 3e de montage, 4e het vastleggen van het resultaat op een geluidsdrager, 5e de weergave. Het eerste punt wijkt dus essentieel af. Als trillingsmateriaal is ieder elektrisch opgewekte trilling mogelijk. Ik noem er hier enkele: De sinustrilling, de vervormde sinustrilling, de blokspanning, de zaagtandtrilling, materiaal van een multivibrator, van een pulsgenerator, een fotosirene, van een ruisgenerator, enz. In de verwerking van dit materiaal zijn twee verschillende methodes denkbaar:

1e) bij enkelvoudig of weinig-complex trillingsmateriaal de additieve methode,

2e) bij complex materiaal de abstraherende methode.

Bij de additieve methode gaat men het beste uit van reine sinustonen en voegt zoveel daarvan bijeen tot het bedoelde complexe toondelenmengsel is verkregen. Ik heb in het toenmalige researchlaboratorium van Philips uit 20 sinustonen combinaties gemaakt, die zo bedrieglijk op concrete klokketonen geleken, dat enkele luisteraars niet alleen de synthetische oorsprong in twijfel trokken, maar zelfs beweerden, dat zij de "klok van de Achelse kluis" er in herkenden. Uiteraard moeten de toondelen in een adequate toonvorm gesneden worden (= tijd-intensiteit-verloop). Deze toonvorm is zo belangrijk, dat reine enkelvoudige sinustonen gesneden in de vorm van een ui door muziekcritici werden gedetermineerd als: pianotonen. Zo heel veel behoeft men dus blijkbaar niet eens te adderen.

Bij de abstraherende methode gaat men uit van een complex signaal en verkrijgt het gewenste resultaat door het elimineren van bestanddelen. Men kan raillerend zeggen: stuur een ruis door voldoende verfijnde en wisselende filters en men kan een symphonie van Beethoven over houden. Dit is een toekomst fantasie.

Voorlopig is het eenvoudiger èn goedkoper om een orkest te huren, dat de gewenste symphonie uitvoert.

In het algemeen zullen bij het vervaardigen van elektronische muziek de twee methodes door elkaar en in combinatie toegepast worden al naar gelang van het uitgangsmateriaal en van het klinkende resultaat, dat de componist wil verkrijgen.

Ik raak hier het probleem van synthetische klankvoortbrenging. Olson en Belar hebben aangetoond, dat dit zeer goed mogelijk is, mits men voldoende controle heeft over sterkte en frequentie der toondelen en tijdstippen gebruikt van voldoende fijnheid. Het moeilijkste punt is daarbij niet eens, de - toch werkelijk gecompliceerde - timbrevorming, maar het rubato. Bij de door hen gebruikte stappen van 20 ms (d.w.z. drie maal zo kort dan de tijddrempelwaarde voor het waarnemen van timbres en vijfmaal zo kort als de snelste tonen die in practische muziek voorkomen) maakt de discontinuiteit in het rubato-verloop zich voor - niet eens zo bijzonder muzikale oren hinderlijk bewerkbaar.

IV. GEBRUIK VAN ELEKTRONICA BIJ HET COMPONEREN

In mijn overzicht in vogelvlucht ben ik hier aangekomen bij het laatste deel van de aanrakingspunten tussen componist en elektronica: het gebruik van elektronika bij de samenstelling van muziek of van geluidsconstructies.

Dit onderwerp is in de laatste jaren zo uitgebreid, dat men er dikke boeken aan kan wijden, waarin dan alleen nog enkele aspecten worden behandeld. U begrijpt dat ik in de vijf minuten, die ik er aan wil besteden, niet meer kan, dan een oppervlakkig overzicht geven van het muzikale gebruik van de computer. Bij dit gebruik kan men onderscheiden:

1) de computer als hulpmiddel bij het onderzoek van bestaande muziek, om te trachten een inzicht te krijgen in stijl, stijlverandering, techniek, eigenaardigheden van een componist of van een componistenschool. De computer vervult hierbij dezelfde rol als bij het onderzoek van linguistische problemen of van de eigen aard van een bepaalde auteur,

zoals Andrew D. Booth en anderen hebben gepubliceerd omtrent Plato (Mechanical resolution of linguistic problems 1958). Op grond hiervan lijkt het sindsdien eenvoudig om de werken van Plato te dateren. Wat zou de musicologie een stap vooruit zijn, als men op deze wijze de werken van grote componisten zou kunnen dateren, of alleen maar kunnen nagaan of een bepaald stuk al dan niet van Haydn is. De muziek heeft het daar moeilijker, want de computer kan als input wel machineschrift lezen maar geen notenschrift. En om een stuk in notenschrift om te coderen heeft men meer tijd nodig, dan om het te componeren. Er is op dit gebied veel mogelijk, ik weet het, omdat ik verschillende zaken in portefeuille heb. Er is echter nog weinig en daarbij weinig belangrijks gepubliceerd.

2) De computer kan ook als "muziekinstrument" gebruikt worden. Maakt men een regelmatige afwisseling van p x o, p x 1, p x o, p x 1 enz. dan verkrijgt men een blokspanning, die een bepaalde frequentie voortbrengt en waarmee men dus één melodische stem uit een muzikaal stemmenweefsel kan voortbrengen. Dit wordt de laatste tijd herhaaldelijk gedaan. De lezers van Ph.Tech.Tijdschr. kennen daarvan al een langzamerhand "oud" voorbeeld.
De moeilijkheid voor het oor ligt bij de ruwe toonvorm (òf in, òf uit), het invariabele timbre, ons tekort aan kennis omtrent het in te voeren rubato, omtrent de in te voeren toonhoogte afwijkingen en wat al niet. Deze problemen zijn zo groot, dat het nog wel even zal duren voor de computer de viool als muziekinstrument "voorbijstreeft".

Een zeer veel meer gecompliceerde methode is beschreven door J.W. Beauchamp (Music by computers 1969). In zijn volledig procedé begint hij met concreet geluid (bijv. een spreker, zanger of instrumentalist, dat hij op toonband opneemt, dan analyseert, vervolgens hetzelfde geluid synthetisch samenstelt met behulp van computers en als output een toonband heeft, die men slechts met het origineel behoeft te vergelijken om de verbluffende overeenkomst te kunnen vaststellen. Hierin zijn 4 computers op 7 plaatsen actief. Van dit procedé kan men natuurlijk ook alleen de tweede helft gebruiken mits men een eigen geluidsprogramma opstelt. In dat 2e deel zijn bij Beauchamp 3 computers op 4 plaatsen in het schema nodig. (een CDC 1604, een DBM 7094 en een Illiac II) De resultaten, die ik van het synthetische deel alleen hoorde, zijn niet zo verbluffend. Ik neem aan, dat dit alleen maar veroorzaakt wordt door onze onvolledige kennis en de grote moeilijkheid iemand te vinden, die èn componist is èn in staat is zijn klankfantasie in een adequaat computerprogramma om te zetten. Wat ik hoorde in de Illinois University was een serie van zaagtandtonen zonder veel variatie. Niettemin ben ik er van overtuigd, dat men op dit terrein veel voor de toekomst mag verwachten.

Ik wil niet nader ingaan op de mogelijkheid om een complex van toongeneratoren met behulp van een computerprogramma in werking te stellen, maar mijn overzicht van de relatie componist-elektronica afsluiten met het interessantste gebruik van de computer namelijk als "componeermachine". Men zegt wel eens, dat de computer kan componeren, maar dat is m.i. onjuist: de man, die de componeer-programma's opstelt, is de componist.
Dit componeren per rekenmachine is al gedaan door de mathematicus-musicus J. Schillinger (1895-1943), die een computer programmeerde met de contrapuntregels van Cherubini en de harmonieregels van Louis & Thuille. Volgens de verhalen van mijn collega's, die het resultaat gehoord hebben, kwam er muziek in de stijl van Wagner uit. Het bekendste voorbeeld na Schillinger leverden Hiller en Isaacson, dat uitvoerig beschreven is in hun boek: Experimental Music (1959). De muzikale resultaten waren ook niet zo bijzonder. Dit programma kan men nalezen en dan blijkt spoedig, dat een componist van vlees en bloed met zulke regels ook niet veel zou hebben gepresteerd. Muziek in zo'n gecompliceerd phenomeen, waarvan nog zo weinig bekend is, dat er heel wat exact onderzoek nodig zal zijn, voordat componeerprogramma's met enige muzikale betekenis kunnen worden opgesteld. Het meeste succes hadden tot nog toe de wilde random-noten-constructies, die datgene leveren "was der kleine Moritz sich als moderne Musik vorstellt" en de samenstellingen van folkloristische muzikale motieven. Wanneer ik U vertel, dat er al een paar jaar geleden een internationaal concours voor computer composities heeft plaats gevonden in Londen (waar ik het voorrecht had in de jury te zitten), dan begrijpt U, hoe vluchtig mijn overzicht heeft moeten zijn.

Muziek is een onderwerp, waar men eigenlijk niet over moet praten, maar dat men moet horen. The proof of the pudding is in the eating. Om U te demonstreren, hoe vlot opdrachtgevers, dirigenten en componisten zijn met het betrekken van elektronica in de muziek, heb ik een grammofoonplaat meegebracht van een compositie voor symphonisch blaasorkest, sopraansolo en toonband, geschreven in opdracht van een Amerikaans orkest, volgens een idee van de dirigent Robert Bondreau en een uitwerking van mij. Het stuk heet Armageddon, een woord, dat in de openbaring van Johannes voorkomt, maar dat in Engels-sprekende landen gebruikt wordt om de ondergang van de wereld aan te duiden. Sinds de ontstaanstijd 1968 is dit stuk mijn meestgespeelde compositie

in Amerika geworden, in Europa werd het nog niet uitgevoerd, dus kan ik U een soort première aanbieden.
Er is een inleiding voor tape, dan volgt een dramatisch orkestfragment, het derde onderdeel is weer elektronisch, het 4e onderdeel is een lamento voor houtblazers, het 5e onderdeel brengt voor het eerst de sopraansolo vocalisch begeleid door slagwerk en later ook toonband, het 6e onderdeel is weer orkest, in het koper ligt daar het koraal "Uit diepste nood roep ik tot U" als cantus furmus. Dit koraal sluit aan op het zevende en laatste deel voor orkest, toonband, later ook sopraansolo met de tekst "dies viae". De elektrische versterkte sopraanpartij wordt tenslotte overspoeld door het slot-tutti.
Deze compositie is op plaat opgenomen door het American Wind Symphony Orchestre o.l.v. Robert Bondreau, Point Park College Record Series,KP 101, Pittsburgh Pa.

Voordracht gehouden op 23 maart 1975 in het gebouw van de Afdeling der Electrotechniek, Technische Hogeschool Eindhoven, tijdens werkvergadering No. 229.

FOLGT AUF DIE STEREOPHONIE DIE QUADROPHONIE?

Dr.-Ing. H.-W. Steinhausen

Polygram, GmbH, Hannover

Möglichkeiten und Grenzen einer neuen Aufnahme- und Wiedergabe-Technik

Der Verfasser des folgenden Aufsatzes war bis 1971 Geschäftsführer der Deutschen Grammophon Gesellschaft und der Philips. Am Siegeszug der Stereophonie hat er entscheidenden Anteil gehabt. Um so beachtenswerter scheinen uns seine sehr kritischen Anmerkungen zu der heute vielfach propagierten Quadrophonie. SZ

Seit einigen Monaten enthält die Fachpresse immer mehr Berichte über Vorschläge und Vorführungen, über Konferenzen und Meetings, über Vorankündigungen und Lieferversprechen, die sich alle um die Einführung einer neuen Aufnahme- und Wiedergabetechnik, Quadrophonie genannt, drehen.

Anders als bei der Stereotechnik, deren Sinnfälligkeit von Beginn an in einer mit wenig Mühe erreichten weltweiten Normung ihren Niederschlag fand, ist hier eine Vielzahl einander bekämpfender Systeme zu registrieren. Form und Inhalt ihrer Darbietungen lassen indessen viele Fragen und Wünsche offen — Unsachlichkeit und Unordnung sind jedoch kein überzeugender Beweis für Vernunft und eher geeignet, das Publikum stutzig zu machen. Zwar spielt sich dieses Stadium noch im wesentlichen hinter der Szene ab, aber man darf gespannt sein, zu welchem Stück die Akteure sich vor dem Vorhang verbeugen wollen. Der Kritiker spitzt jedenfalls seinen Bleistift, bereit, sich faszinieren, aber durchaus willens, sich nicht dupieren zu lassen.

Wie der Name „Quadrophonie" besagt, handelt es sich um etwas, was mit der Zahl „vier" zusammenhängt, und in der Tat benutzen alle Protagonisten der Quadrophonie vier mehr oder minder getrennte Kanäle zum Zwecke, mehr oder bessere Informationen übertragen zu wollen, als mit einer Zwei-Kanal-Technik möglich sei. An dem Unterschied „mehr oder minder getrennt" entzünden sich die quadrophonen Geister, und der Kritiker ist in Versuchung, schon hier Unterschiede zwischen Bemühen um echten Fortschritt und Neuerungssucht, zwischen Verantwortung und Manipulation zu erkennen. Fortschritt wird im allgemeinen als Zeichen des Lebens, Stagnation als Zeichen der Sterilität angesehen. Wenn dem auch nicht grundsätzlich widersprochen werden soll, so kann es doch verhängnisvoll sein, Fortschritt nur um seiner selbst zu betreiben, anstatt erst die Substanz des vermeintlich fortschrittlichen Gedankens zu prüfen.

Bemühen wir uns also sine ira et studio darum, die quadrophonen Möglichkeiten nüchtern zu betrachten.

Die auf Schallplatten oder Magnetbändern fixierten künstlerischen Informationen unterliegen einem Aufbereitungsprozeß, der zu einem optimalen künstlerischen Eindruck in begrenzten Wohnräumen führen soll — und auch führen kann, wie der Erfolg beweist. Die Erfahrung zeigt, daß ein solcher Prozeß über die zweikanalige Stereotechnik sehr gut beherrschbar ist. Man geht nicht zu weit in der Behauptung, daß insbesondere die Schallplatte die Mutter der sogenannten „Hi-Fi"-Technik ist, denn angeregt durch die Möglichkeiten, die das Niveau der Aufzeichnungstechnik auch für den Künstler ergab, begann man, immer bessere Wiedergabegeräte zu bauen, was selbstverständlich eine positive Rückwirkung auf die Speichertechnik auslöste. Diese Rückwirkung ist heute so intensiv, daß ein neuer Vorschlag stärker von der Gerätetechnik propagiert wird, als daß er einem primären musikalischen Bedürfnis zu entspringen scheint. Im großen ganzen ist die musikalische Seite eher etwas überrascht und überlegt, was mit dem Geschenk zweier neuer Kanäle anzufangen sei. Es ist — eben mit Rücksicht auf die Problem-Einengung innerhalb begrenzter Wohnräume — sinnlos, die vorhandenen vorderen Kanäle durch zwei weitere vordere zu ergänzen. Man hat dann nur die Wahl zwischen zwei neuen hinteren oder zwei neuen seitlichen Kanälen, wenn wir ein „oben-unten" als ziemlich absurd gleich ausschließen wollen — obwohl „Absurditäten" von heute durchaus Gewohnheiten von morgen sein können. Das primär Reizvolle scheint heute die überall gewählte Zusatzinformation über hinter dem Zuhörer liegende Kanäle bzw. Lautsprecher zu sein. Der Kundige, der sich mit der dadurch provozierten Klangproblematik beschäftigt, wird bald feststellen, daß die Erfüllung einer zusätzlichen hinteren Information den Wunsch nach einer zusätzlichen seitlichen Information in sich trägt, und man darf gespannt sein, wann der Ruf nach „Hexaphonie" laut wird...

Wie soll aber nun die Information aussehen oder besser, wie soll sie sich anhören, um den Zuhörer, der zum größten Teil die stereophonischen Möglichkeiten noch längst nicht ausgeschöpft hat, zu einem glücklichen Käufer quadrophoner Anlagen zu machen?

Woher der Klang kommt

Wir machen uns die Antwort leichter, wenn wir folgende Unterscheidungen hinsichtlich der räumlichen Aufstellung der originalen Klangquellen einführen: Man sollte unterscheiden zwischen traditionellen Aufstellungen vor dem Zuhörer und solchen, die sich von dieser gewohnten Aufstellung freimachen. Räumlich verteilten Klangquellen, die sich nun nicht mehr nur vor dem Zuhörer zu befinden brauchen, entsprechen räumlich verteilte Lautsprechergruppen, die je nach der künstlerischen Konzeption auch verschiedene Informationen gestatten. Hierbei wird der Zuhörer gemeinhin in einer zentralen Mittelstellung angenommen, die Lautsprechergruppen befinden sich also paarweise

vor und hinter ihm. Der erstzitierte Fall — Schallquelle traditionell vor dem Zuhörer — führt fast automatisch zu der Vorstellung, man sollte durch die hinter dem Zuhörer befindlichen Lautsprechergruppen insbesondere durch Wiedergabe des rückwärtigen Echos den räumlichen Eindruck des Konzertsaales intensivieren und so dem natürlichen Klangerlebnis näherkommen. Über eine solche Aufgabenstellung läßt sich zumindest streiten. Man hat sich bis heute mit bestem Erfolg bemüht, nicht etwa den Konzertsaal in die vier eigenen begrenzten Wände zu bringen, sondern vielmehr die Musik des Konzertsaales. Das erste ist ein physikalisches Problem, was mit „nur" vier Kanälen auch nur mangelhaft zu lösen ist, das zweite eine künstlerische Aufgabe, die mit dem technischen Aufwand von zwei Kanälen für diesen Verwendungszweck ausgezeichnet beherrschbar ist. Der nicht bestrittene Effekt, über eine dezente Zumischung bestimmter hinterer Raumanteile zu einem sehr reizvollen Eindruck kommen zu können, steht indessen in keinem vernünftigen Verhältnis zum Aufwand, ist mit einiger Wahrscheinlichkeit auch einfacher zu erreichen, aber selbst mit einem neu zu erfindenden Modewort mehr für den akustischen Feinschmecker als für den an derberer Kost interessierten Verbraucher geeignet. Eine Übertreibung führt jedoch sehr schnell zu einer Deformation des Klangbildes und zu einer Atrophie des künstlerischen Gedankens.

Warum diese Zumischung nur sehr dezent sein darf, ist leicht einzusehen. Die dem Konzerterlebnis meist überlegene Transparenz des Klangbildes stereophoner Aufnahmen beruht auf der Tatsache, daß der stereophonische Auffächerungseffekt ausgedehnter Klangkörper nur im Nahfeld der Schallquelle funktionieren kann. Normalerweise weist ein Konzertsaal im Nahfeld nur wenige und keineswegs optimale Plätze auf. Infolgedessen werden die Aufnahmemikrophone an Stellen angebracht, an denen sich allein aus der an eine Besuchervielzahl gebundenen Aufführungspraxis nie ein Platz für einen Zuhörer befinden kann. Das zunächst daraus resultierende Klangbild ist meist wie eine „Reißbrett-Konstruktion" klar und trocken und bedarf sozusagen einer vorsichtigen Auflösung harter Konturen, um die „Reißbrett-Konstruktion" zu einem „Bild" zu erweitern. Dies geschieht durch vorsichtiges Zumischen von Raumanteilen, d. h. durch indirekte Anteile des Klangbildes. Die Kunst des Ton-Ingenieurs besteht außer in der Handhabung des technischen Instrumentariums vornehmlich darin, hier die optimale Mischung zu finden — wird der indirekte Anteil übertrieben, so steuert er konsequent auf den Bahnhofshallen-Effekt eines als zunehmend monophon empfundenen Klangbildes hin. Der Konzertsaal wird bei guten Aufnahmen also so „manipuliert", als ob er nur für einen einzigen Zuhörer auf einem idealen Platz vorhanden wäre — und die Kunst der Aufnahmetechnik beginnt dort, wo der Konzertsaal aufhört.

Die zweitgenannte Anwendungsmöglichkeit, nämlich die räumliche Aufstellung bis zu vier verschiedener Klangquellen mit verschiedenen Informationen, ist an sich nicht neu. Die Musikliteratur enthält nicht gerade viele, aber wohlbekannte Beispiele, und man muß sich fragen, warum es nicht mehr sind. Das mag daran liegen, daß der Komponist prohibitive Aufführungsschwierigkeiten mit Recht scheut — einen solchen Fehler könnte ein Massenmedium helfend korrigieren. Es mag aber auch sein, daß — bis jetzt — die meisten Komponisten die künstlerische Substanz ihrer Gedanken nicht in einer technischen Komplikation suchten und in einer räumlichen Aufspaltung nur selten mehr fanden als das, was wir heute einen „Gag" nennen würden. Ein standardisierter Gag ist indessen ein Widerspruch in sich selbst. Man wird abwarten müssen, ob eine neue Kunstrichtung hier eine neue Kunstform finden und entwickeln kann, ob die Technik Neuland erschließt oder einen künstlerisch leeren Wagen in eine Sackgasse führt.

Hört die Jugend anders?

Von der biologischen Konstruktion des Menschen her ist ein Erfolg solcher Bemühungen nicht selbstverständlich: Unsere Sinne sind alle nach vorne gerichtet, bei einer Information von der rückwärtigen Seite sucht man durch instinktives Umdrehen die „Konfrontation"; auch bei Dominanz der optischen Wahrnehmung sind Auge und Ohr im Computergehirn gekoppelt, als daß ohne weiteres anzunehmen wäre, die unsichtbar bleibenden akustischen rückwärtigen Informationen würden mit der Zeit als „natürlich" gewertet — die bisherige zweifellos begrenzte Erfahrung zeigt im Gegenteil einen alarmierenden Belästigungsgrad. Der Extremfall führt zu vier monophonen Klangbildern, deren Neuheit lediglich in der räumlichen Trennung liegt — ein etwas magerer Anreiz für den erheblichen Aufwand.

Dies trifft auch auf den oft gehörten Einwand zu, daß die Jugend ganz anders höre und — horribile dictu — große nicht-lineare Verzerrungen als Stimulanz für gleichzeitig ausgeübte ganz andersartige Tätigkeiten schätze. Nun — Jugend hört biologisch gewiß nicht anders, sie beansprucht wohl nur ein noch unverbrauchtes Nervensystem rücksichtsloser gegen sich selbst (und andere) — sie baut sich vielleicht auch einen Lärm-Wall gegen die Umwelt — aber um das zu bieten, bedarf es nicht der schwierigen Einführung eines neuen komplizierten Systems. Gerade die Jugend hört obendrein gern mit Kopfhörer, nicht nur zur Abschirmung von und gegen Nachbarn, sondern aus Vergnügen an dem spezifischen Kopfhörerklangbild stereophonischer Aufnahmen. Es existieren zwar ernsthaft Vorschläge zur Entwicklung quadrophoner Kopfhörer für zweifellos nur zwei Ohren, doch übersteigen deren Anwendungsbreite und Erfolgsaussichten die Vorstellungskraft des Autors...

Will man hier zu einem den realen Konsumverhältnissen besser entsprechenden Urteil kommen, muß man sich von allen Eindrücken freimachen, die aus Vorführungen in Sälen oder überdimensionalen Wohnzimmern stammen. Was dort noch erträglich oder gar amüsant erschien, schrumpft in begrenzten Wohnräumen — und wir meinen damit auch solche von 30 bis 40 qm Fläche — schnell zu einem plumpen, aufdringlichen Effekt ohne akustischen Charme zusammen, vornehmlich, weil die Entfernung zu den Schallquellen zu gering und ihre gegenseitige Ausbalancierung noch viel kritischer wird als bei der Stereotechnik; diese Ausbalancierung stimmt auch dann nur für einen Platz, wenn der Zuhörer genügend unbeweglich sitzen bleibt, weil jede Bewegung die Entfernung zu den einzelnen Schallquellen prozentual merklich ändert. Von der gewohnten Sitzecke muß der Zuhörer Abschied nehmen — sie gehört zu den Plätzen, auf denen Quadrophonie die geringste Aussicht zum Funktionieren hat. Hier liegt das vielleicht stärkste Handicap für ihre Einführung.

Auch die Kompatibilität quadrophonischer Aufzeichnungen ist eine Diskussion wert; man meint damit die Möglichkeit, quadrophone Aufnahmen auch auf Stereo- und Monoanlagen mit ausreichend gutem (wenn auch nicht quadrophonischem) Effekt abspielen zu können. Technisch ist dies mit genügend Sicherheit zu bejahen, künstlerisch vom Klangeindruck her nur bedingt.

Nehmen wir zunächst den oben zitierten Fall der traditionell vor dem Hörer orientierten Schallquellen: Wir haben gesehen, daß die Frage „Musik des Konzertsaales" oder „Konzertsaal" zwei divergierende akustische Stilrichtungen enthält; preßt man beide nun in *eine* Form, so ist der einzige Freiheitsgrad der Kompromiß — man kann das eine gegenüber dem anderen bevorzugen oder beide gleich viel unter dem für das einzelne erreichbaren Optimum lassen. Zwar werden bei allen heute zur Diskussion stehenden Verfahren der Quadrophonie die „hinteren Raumanteile" auf die vorderen Kanäle der Stereo-Wiedergabe geschaltet, falls man quadrophonische Aufnahmen nur stereophonisch abspielen will, aber es sei einige Skepsis gestattet, ob dies dem stereophonen Optimum entsprechen *muß;* der Ton-Ingenieur hat hier wie so häufig aus einer technischen Erweiterung eine künstlerische Beschränkung einhandeln müssen. Es ist nämlich kaum *generell* zu erwarten, daß die Raumanteile für ein optimales Stereo-Klangbild identisch mit denen für ein optimales quadrophonisches Klangbild sind. Der Ton-Ingenieur hat mit der Quadro-Forderung jedoch eine Zusatzbedingung erhalten, die seine Freizügigkeit einengt. Es scheint darum mit Rücksicht auf den hohen Stand der heutigen Stereo-Technik durchaus nicht abwegig, auf kompatible Veröffentlichungen zu verzichten und lieber zwei dem Optimum näher liegende Fassungen zu benutzen, freilich — ein Alp-Traum für Vertrieb und Handel.

Die Verhältnisse liegen hier anders als bei der früheren Entwicklung von Mono zu Stereo: Hier war die Entwicklungsrichtung eindeutig die der Verbesserung des in der Mono-Technik vorhandenen Gedankens. Die Entwicklung von Stereo auf Quadrophonie bringt ebenso eindeutig neue Gedanken auf — unabhängig davon, ob man sie für besser oder schlechter hält, neue Gedanken, die in den logischen Aufbau der bisherigen Entwicklung nur bedingt passen; eine mangelhafte Kompatibilität kann darum auch nicht verwundern, vielleicht sollte man sie auch mit Rücksicht auf die künstlerische Freizügigkeit gar nicht fordern. Vorhandene Stereo-Aufnahmen durch „Quadrophonisierung" neu aufbereiten zu wollen, muß bedenklich stimmen: Waren sie gut, können sie durch zusätzliche Raumanteile nur verlieren, waren sie schlecht, braucht man zur Verbesserung keine Quadrophonie...

Nimmt man den zweiten Fall räumlich verteilter Klangquellen, so erübrigt sich eine Frage nach der künstlerischen Kompatibilität, wenn diese räumliche Verteilung — wie die Erfinder prophezeien — die kennzeichnende Neuerung der Klanggestaltung und das neue künstlerische Gestaltungselement sein soll: Es fällt ganz einfach weg, wenn man statt quadrophonen „nur" stereophone oder „gar" monophone Wiedergabegeräte benutzt.

Für die technische Realisierung existieren zwei Glaubensbekenntnisse, die sich wie so viele Religionen durch mangelhafte Toleranz auszeichnen. Die oben skizzierten Gedanken werden mit großem Übergewicht an Klarheit und Anwendungsbreite insbesondere für neue künstlerische Ideen durch Verfahren gewährleistet, die die vier Kanäle als vier ausreichend getrennte Kanäle belassen und damit einen bestimmten künstlerischen Freiheitsgrad garantieren. Diese Verfahren einer sauberen 4-Kanal-Technik heißen „Diskrete Verfahren". Für die Speichertechnik und die damit zusammenhängenden Konsequenzen (insbesondere auch für eine Verwendung im Rundfunk) sind sie aufwendig oder kompliziert oder auch beides (und damit teuer) — aber sie verkörpern wenigstens die „wahre Religion".

Häretiker bevorzugen eine wesentlich vereinfachte Religionsphilosophie, vielleicht in der Erwartung, daß ein Konzil in Gestalt des Publikums die Häresie sanktioniert. Hier werden über Summen- und Differenzschaltungen in einem sogenannten „Encoder" aus vier Kanälen zwei Kanäle gemacht, die dann über einen sogenannten „Decoder" wieder in vier Kanäle zurückverwandelt werden. Die vier ursprünglichen Kanäle werden bei einem solchen „Matrix"-Verfahren zumindest hinsichtlich ihrer Kanaltrennung arg mitgenommen, die daraus ursprünglich resultierenden Werte wären für die Einführung der Stereo-Technik als prohibitiv angesehen worden...

Neue Vorschläge

Es kann daher nicht weiter verwundern, daß an den verschiedenen der Öffentlichkeit bereits vorgestellten technischen Vorschlägen häufig noch experimentiert wird, um hier zu besseren Ergebnissen zu kommen. Die Vorschläge sind zum Teil raffiniert und aufwendig, und man muß sich fragen, ob es nicht klüger wäre, das Problem von Anfang an lieber richtig, d. h. also über ein Diskret-Verfahren zu lösen, zumal Aufwand und Kosten die einfachen Matrix-Verfahren damit doch in Richtung der Diskret-Verfahren treiben und dem ursprünglich künstlerischen Gedanken Gewalt antun. Mit Sicherheit übrig bleibt indessen ein akustischer „Duschen-Effekt" — dieser Ausdruck ist bereits gefallen — an dessen Erfolgsträchtigkeit offenbar manche glauben. Vielleicht führt auch nur das stürmische und erfolgreiche Vordringen gerade der japanischen Industrie auf allen Weltmärkten zu Unruhe und Angst, zu spät zu kommen — Angst ist jedoch ein schlechter Ratgeber. Zumindest ist nicht erkennbar, warum hektische Eile in der Einführung von Quadrophonie geboten wäre, wenn viele Fragen noch auf Antwort warten.

Auf dem unsicheren Boden der Ignoranz diese Fragen beiseite schieben zu wollen, kann gewiß keine Lösung sein. Insbesondere kann eine neue

technische Dimension nur von Interesse und damit erfolgreich sein, wenn ihr eine neue künstlerische Dimension entspricht.

Der Kritiker ist somit eher gespannt als erwartungsvoll. Daß Quadrophonie, sinnvoll angewendet, etwas bringt, ist unbestritten. Dazu gehören indessen künstlerische Phantasie und künstlerisches Verantwortungsgefühl sowie das Eingeständnis, daß Quadrophonie die Stereo-Technik vielleicht ergänzen, aber kaum ablösen kann; dagegen sprechen Diversifikation der schöpferischen Gedanken sowie Beschränkungen in der Anwendungsmöglichkeit innerhalb der häuslichen Atmosphäre.

Deshalb sollte auch alles getan werden, die Stereo-Technik zu erhalten und weiter zu vervollkommnen. Auch muß grundsätzlich suspekt erscheinen, der Technik die Führung oder gar den Ersatz der ursprünglichen künstlerischen Idee zuzuschieben; ihre Rolle ist die der Bereitstellung der Mittel zur Realisierung einer künstlerischen Idee.

In de 229e werkvergadering op 23 maart 1973, welke plaatsvond in het gebouw van de Afdeling der Elektrotechniek, T.H.Eindhoven, hield Dr.-Ing. H.-W. Steinhausen een voordracht getiteld: "Grenzen und Möglichkeiten in der Quadrophonie". Bovenstaand artikel is gepubliceerd in de Süddeutsche Zeitung Nr. 275 te München op 27 november 1972. De inhoud is een vrij nauwkeurige weergave van de voordracht.
Wij danken de redactie van de Süddeutsche Zeitung voor de toestemming dit artikel over te mogen nemen.

GRONDSLAGEN VAN DE ANALOGE IC-ELEKTRONICA

J. Davidse

Afdeling der Elektrotechniek, T.H.-Delft

Het artikel beoogt een inleiding te geven in de opbouw en het ontwerp van analoge geïntegreerde schakelingen. Nadat eerst een samenvattend overzicht is gegeven van de technologische principes, wordt een aantal integreerbare basisschakelingen ontwikkeld aan de hand van een representatief praktisch ontwerpprobleem.

INLEIDING

Met het thema "*geïntegreerde schakelingen voor analoge signaalverwerking*" betreden we een terrein van de elektronica, dat eerst gedurende de laatste jaren goed ontsloten is en dat zich nog in volle ontwikkeling bevindt. Geïntegreerde *digitale* schakelingen zijn reeds geruime tijd een zeer vertrouwd verschijnsel voor allen die zich bezighouden met digitale technieken en hun toepassingen. De ontwerpers en gebruikers van analoge schakelingen hebben wat langer moeten wachten alvorens ook voor hen de nieuwe technologie op grote schaal ter beschikking kwam. De ontwikkelingen van de laatste jaren rechtvaardigen het ruimschoots thans een werkvergadering aan dit onderwerp te wijden.

Deze inleidende voordracht heeft ten doel de grondslagen van de analoge IC-elektronica samen te vatten en daarmee een basis te leggen voor de volgende, meer gespecialiseerde voordrachten. Zij richt zich daarmee uiteraard in de eerste plaats tot hen die in hun dagelijkse bezigheden niet direct betrokken zijn bij het onderwerp dat thans onze aandacht heeft.

PRINCIPE VAN DE MONOLITHISCHE TECHNIEK

Kenmerkend voor geïntegreerde schakelingen is dat zoveel mogelijk alle samenstellende componenten tegelijk en in een gemeenschappelijke technologie vervaardigd worden. Met voorbijgaan aan de historische ontwikkeling, die overigens interessant genoeg is, en met voorbijgaan aan alternatieve technieken die ook nu nog van actuele betekenis zijn, zullen we ons in deze bijdrage beperken tot de meest consequente uitwerking van de genoemde grondgedachte, zoals die gestalte heeft gekregen in de zgn. monolithische techniek. In deze techniek streeft men er naar alle tot de schakeling behorende componenten te vervaardigen in een monokristallijne halfgeleider, praktisch altijd silicium. De monolithische techniek bouwt direct voort op de technieken die ontwikkeld zijn voor de fabricage van transistoren. Alle componenten komen tot stand door ruimtelijk selectief bepaalde delen van het kristal te doteren met donor- of acceptoratomen en aldus ruimtelijk gescheiden p- en n-gebieden tot stand te brengen. De meest gebruikte methoden om deze dotering te verwerkelijken zijn *diffusie* en *epitaxie*.

Diffusie is een proces waarbij de Si-plak bij hoge temperatuur in aanraking gebracht wordt met meestal in dampvorm aanwezig doteringsmateriaal. De ruimtelijke selectiviteit wordt verkregen met behulp van een *diffusiemasker*, dat ervoor zorgt dat de daardoor bedekte delen van het Si-kristal niet in contact komen met de damp. Het meest gebruikte materiaal voor deze maskering is siliciumoxyde (SiO_2). Figuur 1 duidt deze werkwijze schematisch aan. Onder de opening in het SiO_2 ontstaat in het p-type substraat een n-type zone. Het ruimtelijk selectief aanbrengen van SiO_2 geschiedt met behulp van fotolithografische technieken, waarvan het principe hier bekend wordt verondersteld. (Voor een samenvattende beschrijving zie men bijv. Lit. 1 of Lit. 2.)

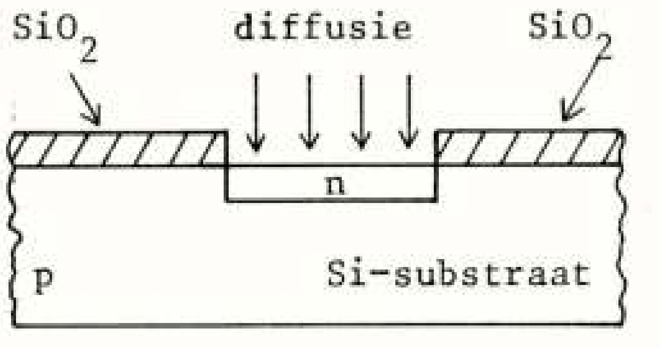


Fig. 1. Dotering door middel van diffusie uit de dampfase. De damp bevat donoratomen(bijv. fosfor).

Epitaxie is een techniek om van de dampfase uit een monokristallijne laag op een kristal te doen aangroeien, waarbij de dotering bepaald wordt door in de damp in de epitaxie-oven eveneens aanwezige doteringsstoffen. Zo kan men bijvoorbeeld op een plak p-Si een monokristallijne n-type laag doen groeien (fig. 2).

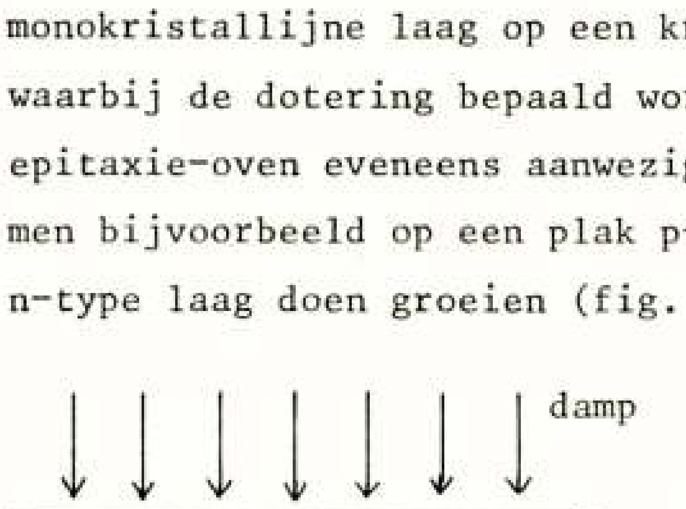


Fig. 2. Epitaxiale groei. De damp in de oven bevat zowel Si als het doteringsmateriaal, bijv. fosfor.

Bij de vervaardiging van monolithische schakelingen gaat men in het meest gebruikte proces uit van een licht gedoteerd p-type substraat, waarop een dunne epitaxiale n-type laag is aangebracht (dikte ca. 10µm). In deze laag worden de onderscheidene componenten gevormd. Om deze van

elkaar te isoleren worden eerst met behulp van een p-type diffusie *eilanden* in de laag gevormd (fig. 3). De isolatie komt tot stand door de ontstane pn-overgangen

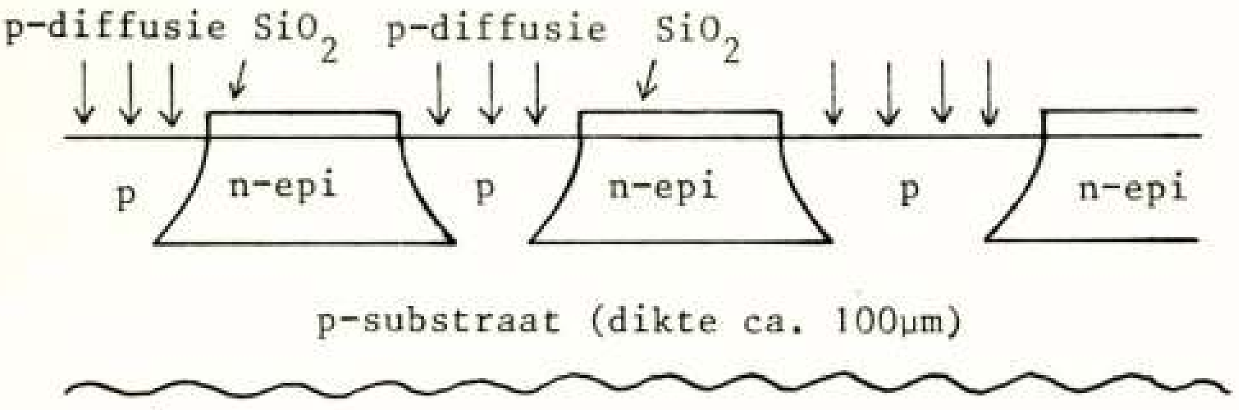


Fig. 3. Vorming van eilanden in de homogene epitaxiale n-laag door middel van de isolatiediffusie.

in sperrichting in te stellen. In de eilanden vormt men vervolgens de individuele componenten of, wanneer dit in verband met de structuur van de op te bouwen schakeling mogelijk is, combinaties van componenten.

De component die zich het beste laat realiseren is de npn-transistor. Hiertoe zijn twee diffusies nodig, die respectievelijk aangeduid worden als de *basisdiffusie* (p-type, meestal gebruikt men borium) en de *emitterdiffusie* (n-type, meestal gebruikt men fosfor). Figuur 4 schetst de opbouw van de aldus gevormde monolithische npn-transistor. Men ziet hieruit dat de oorspronkelijke epitaxiale laag als collector fungeert. Bevat een schakeling transistoren, waarvan de collectoren onderling verbonden zijn, dan kan men deze derhalve in één eiland vormen (fig. 5). De gehele

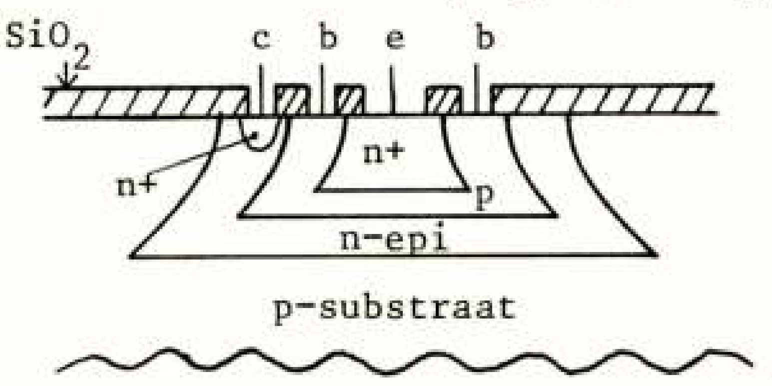


Fig. 4. Opbouw van de monolithische npn-transistor. n+ betekent een zware n-type dotering.

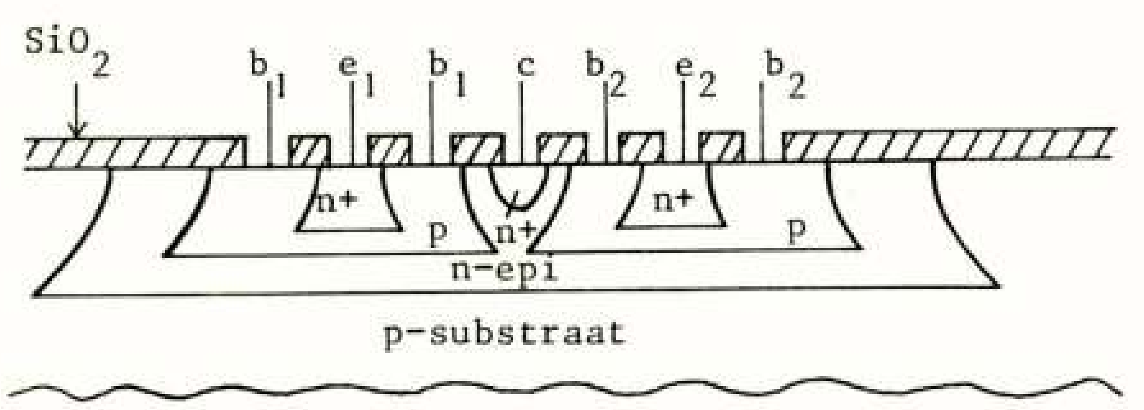


Fig. 5. Indeling van een eiland met twee npn-transistoren met gemeenschappelijke collector.

structuur wordt afgedekt met SiO_2, behalve op die plaatsen waar de aluminium contacten door opdampen worden aangebracht. Het SiO_2 *passiveert* het kristaloppervlak (beschermlaag tegen fysische, chemische en mechanische inwerkingen). Aangezien de basis- en emitterdiffusie de benodigde pn-overgangen doen ontstaan door *doteringscompensatie* is de emitter sterker gedoteerd dan de basis, die op haar beurt weer sterker gedoteerd is dan de collector. Zoals bekend is dit het voor de goede werking van de transistor juist meest gewenste doteringsprofiel. Omdat Al op licht gedoteerd n-type materiaal een gelijkrichtend contact vormt, hetgeen uiteraard ongewenst is, wordt tegelijk met de emitterdiffusie ook de plaats van het collectorcontact van een extra n-type dotering voorzien.

Daar de collectorstroom een relatief lange weg moet afleggen van het actieve deel van de collector naar het collectorcontact, is de ohmse weerstand van de collector relatief hoog. Vooral voor schakeltransistoren is dit bezwaarlijk. Om deze weerstand te verlagen brengt men soms onder het eiland een n+ zgn. *begraven laag* aan (fig. 6). Deze dient uiteraard te worden gevormd vóór het aanbrengen van de expitaxiale laag.

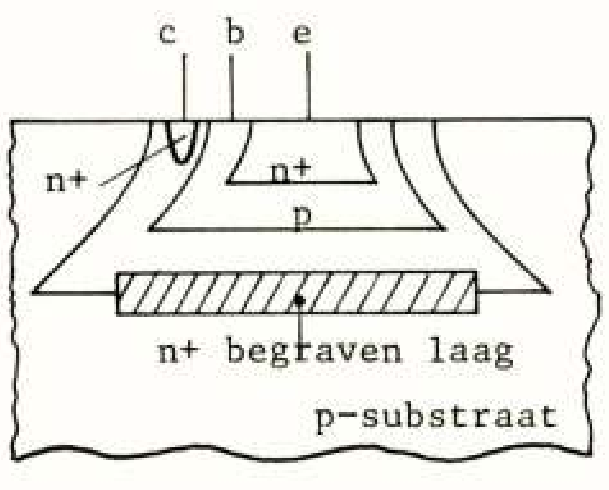


Fig. 6. Begraven laag(n+) ter verlaging van de collectorweerstand

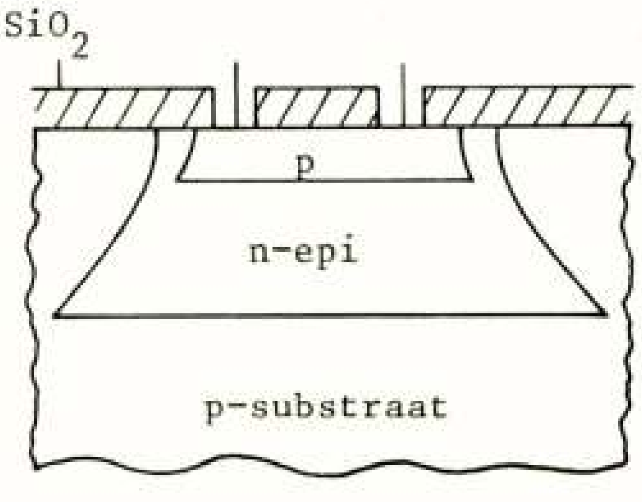


Fig. 7. Gediffundeerde monolithische weerstand

Weerstanden kan men vormen door, tegelijk met de basisdiffusie, in een daarvoor bestemd eiland, p-type banen te vormen (fig. 7). Het p-type gebied vertoont een door het doteringsprofiel bepaalde soortelijke weerstand. De grootte van de weerstand kan men kiezen door een geschikte keuze van lengte en breedte van deze banen. Grote weerstanden kan men zo niet maken, daar zij teveel ruimte zouden innemen. Een gediffundeerde weerstand van 1kΩ neemt ongeveer even veel ruimte in als een normale transistor. Zo'n weerstand kan daarmee als een ongeveer even kostbare component als een transistor worden beschouwd. Gediffundeerde weerstanden met waarden groter dan enkele kΩ dienen dan ook bij voorkeur vermeden te worden.

Condensatoren geven nog grotere moeilijkheden. Men kan ze op twee manieren maken. De eenvoudigste manier maakt gebruik van de capaciteit van een gesperde pn-overgang (fig. 8). De verkregen capaciteit is spanningsafhankelijk en is bovendien behept met vele parasitaire effecten, zoals blijkt uit het vervangingsschema volgens fig. 9. Dit bevat een parasitaire pnp-transistor, de capaciteit van de eiland-substraat overgang en de weerstand van het n-eiland. Een betere condensator verkrijgt men door gebruik te maken van SiO_2 als diëlectricum.

Als geleidende elektroden gebruikt men aluminium aan de bovenzijde en een hooggedoteerde n-zone aan de kristalzijde (fig. 10). Voor capaciteitswaarden boven ca. 10pF wordt de ruimtebehoefte reeds excessief.

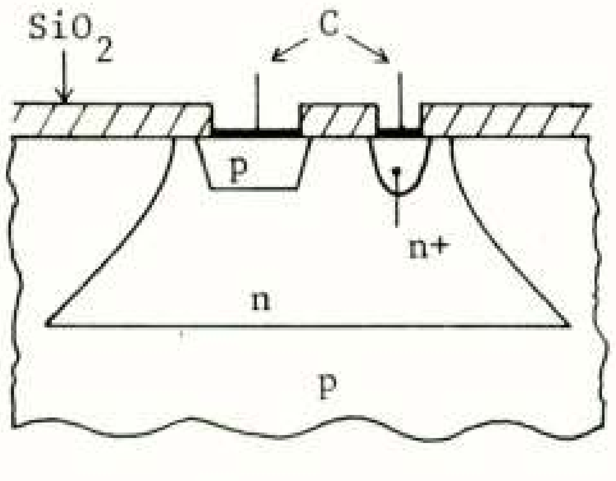


Fig. 8. PN-junctie als capaciteit

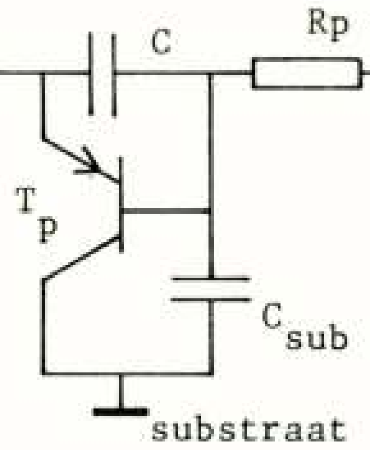


Fig. 9. Vervangingsschema bij fig. 8.

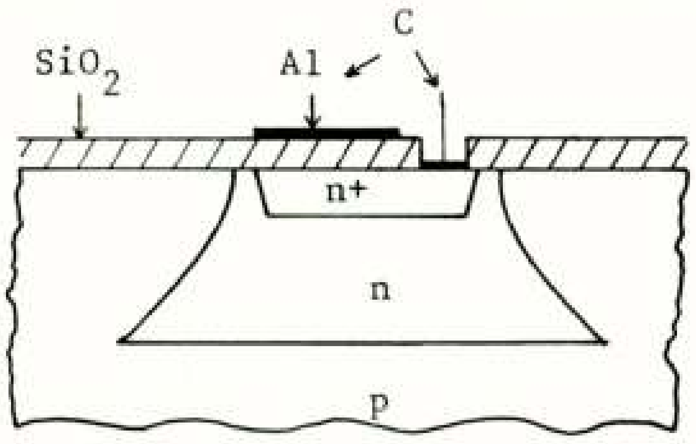


Fig. 10. MOS-capaciteit (metal-oxide-semiconductor).

Zelfinducties zijn in de monolithische techniek niet te vervaardigen.

PROBLEMEN BIJ HET ONTWERPEN VAN ANALOGE GEINTEGREERDE SCHAKELINGEN

Aan de hand van het voorgaande is het duidelijk waarom digitale schakelingen zich zoveel gemakkelijker laten integreren dan analoge schakelingen:

a) Men kan ze geheel opbouwen uit npn-transistoren en weerstanden.
b) Digitale systemen worden opgebouwd uit grote aantallen gelijksoortige schakelingen. Wanneer men vele gelijksoortige schakelingen maakt, spreken de voordelen van de geïntegreerde bouwwijze sterk; de (vooral vroeger) hoge initiële kosten van het maken van de benodigde maskers drukken dan niet zwaar op de individuele exemplaren.

Analoge schakelingen vertonen een veel grotere diversiteit. Voor toepassing in massaproducten (radio, t.v.) kan men het zich veroorloven speciale schakelingen te ontwerpen; voor toepassing in meer specialistische apparatuur moet men streven naar de ontwikkeling van universele bouwblokken met grote flexibiliteit. Het bekendste voorbeeld in deze laatste categorie is de zgn. operationele versterker. Het genoemde bezwaar neemt in betekenis af nu de beheersing der technologie zo ver gevorderd is dat ook de vervaardiging van kleine aantallen economisch attractief wordt.

Een meer ingrijpend bezwaar van de klassieke analoge schakelingen is dat ze in het algemeen veel grote weerstanden en condensatoren bevatten, dikwijls ook spoelen, terwijl het in vele gevallen gewenst is over zowel npn- als over pnp-transistoren te beschikken. Op het voldoen aan de behoefte aan pnp-transistoren is inmiddels iets gevonden. Verticale pnp's vragen één of twee extra diffusiestappen en dus kostbare extra maskers. Men kan echter ook *laterale* transistoren maken. Figuur 11 schetst de opbouw. De kwaliteit van zulke laterale

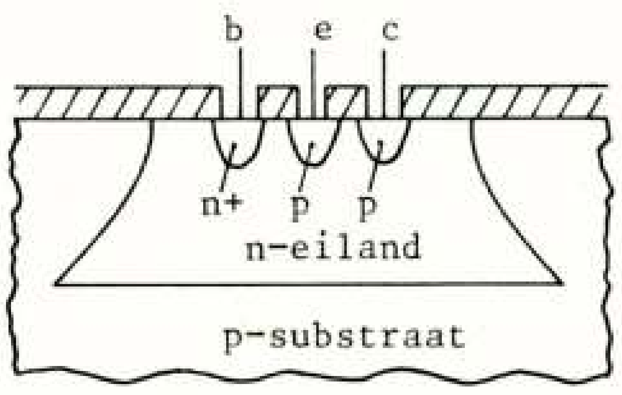


Fig. 11. Laterale pnp-transistor.

pnp's is bescheiden: de stroomversterking is gering en de h.f.-eigenschappen zijn slecht. De ongunstige eigenschappen komen het minst tot uiting in de schakeling met gemeenschappelijke basis (CB-schakeling).

Het probleem van de elektronicus die zijn schakelingen in de monolithische techniek wil uitvoeren is nu dat hij met de in deze techniek beschikbare middelen moet trachten uit te komen. Daartoe moet hij zich ten aanzien van zijn ontwerpfilosofie geheel opnieuw oriënteren. Voor de ontwerper van discrete schakelingen zijn weerstanden de goedkoopste componenten. Condensatoren zijn in allerlei waarden beschikbaar en het gebruik van spoelen stuit niet op grote bezwaren. Actieve componenten vertonen relatief grote exemplaarspreidingen en ze zijn kostbaar.

De monolithische ontwerper dient grote weerstanden te vermijden. Condensatoren van grotere waarden dan ca. 10pF zijn nauwelijks aanvaardbaar en spoelen zijn niet beschikbaar. NPN-transistoren kunnen zonder bezwaar in grote aantallen worden gebruikt. Hun onderlinge gelijkheid is bovendien zeer goed. PNP's zijn doorgaans alleen in laterale uitvoering beschikbaar.

INGANGSTRAP VAN EEN OPERATIONELE VERSTERKER ALS VOORBEELD VAN EEN ONTWERPPROBLEEM

Verschilversterker als basisschakeling

De in het voorgaande tot uitdrukking gebrachte algemene ontwerpproblematiek laat zich wellicht het beste illustreren aan de hand van een daarvoor geschikt voorbeeld. We kiezen hiervoor het ontwerp van een ingangstrap van een versterker voor kleine signalen. Het zal blijken dat dit voorbeeld bij uitstek representatief is voor de denkwijze bij het ontwerpen in de monolithische techniek.

Figuur 12 toont een eenvoudig schema van een conventionele versterkerschakeling. De schakeling bevat verscheidene grote weerstanden, grote ontkoppelcondensatoren (C_e) en een grote koppelcondensator (C_s). Het is

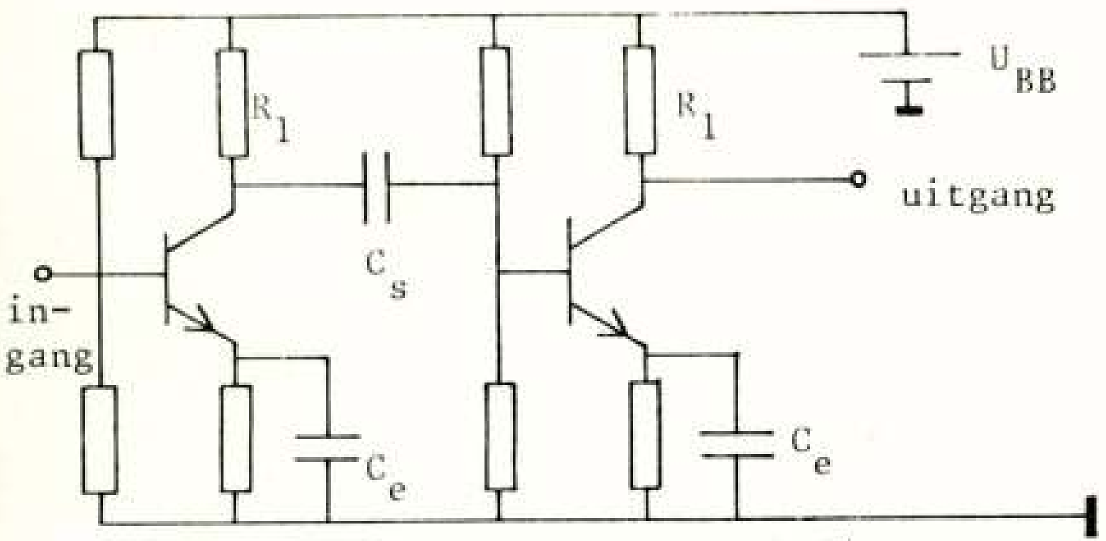


Fig. 12. Eenvoudige versterkerschakeling met condensatorkoppeling.

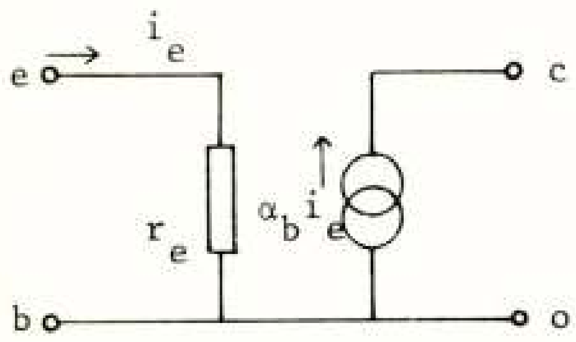
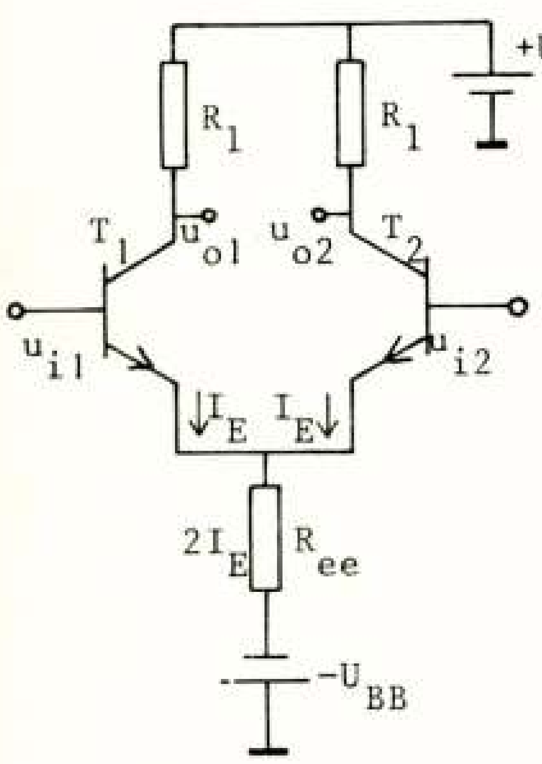


Fig. 13. Een eenvoudig vervangingsschema voor de transistor;
$r_e = 1/g_e = k/qI_E = 25/I_E$
(I_E in mA).

duidelijk dat deze schakeling niet uitgevoerd kan worden in de monolithische bouwwijze. Om de condensatoren te vermijden dienen we gelijkspanningskoppeling te gebruiken. Bij dit type koppeling vormen *drifteffecten* het grote probleem, in het bijzonder de temperatuurafhankelijkheid van U_{EB} en de invloed van variaties van de voedingsspanning U_{BB}. Men kan deze zeer ongewenste verschijnselen bestrijden met behulp van *compensatietechnieken*. De meest universele uitwerking van deze gedachte leidt tot een volledig gebalanceerde opbouw. Verder doordenken van dit principe leidt tot de *verschilversterker* als meest ideale gebalanceerde configuratie. Figuur 14 toont de grondvorm van deze configuratie. We moeten nu onderscheid maken tussen twee versterkingsgrootheden, te weten de *verschilversterking* (differential mode amplification) A_v en de *somversterking* (common mode amplification) A_s. Beschrijven we de transistor met behulp van het vereenvoudigde vervangingsschema van fig. 13, waarin de eindige basisweerstand, de terugwerking en de traagheidseffecten buiten beschouwing zijn gelaten, dan gelden voor A_v en A_s de bij de figuur aangegeven betrekkingen. Hierin



$$|A_v| = \left|\frac{u_{o1}-u_{o2}}{u_{i1}-u_{i2}}\right| = \frac{R_1}{r_e}$$

$$|A_s| = \left|\frac{u_o}{u_i}\right| \quad (u_{i1}=u_{i2}=u_i; u_{o1}=u_{o2}=u_o) = \frac{R_1}{2R_{ee}}$$

$$F = \frac{|A_v|}{|A_s|} = \frac{2R_{ee}}{r_e}$$

$$R_i = 2\alpha_e r_e$$

Fig. 14. Discrete verschilversterker

stelt $\alpha_e = \alpha_b/(1-\alpha_b)$ de stroomversterking in de schakeling met gemeenschappelijk emitter (CE) voor; R_i is de (differential mode) ingangsweerstand. Aangenomen is $R_{ee} >> r_e$. (N.B. In plaats van α_e vindt men ook dikwijls de notaties β en h_{fe}.)

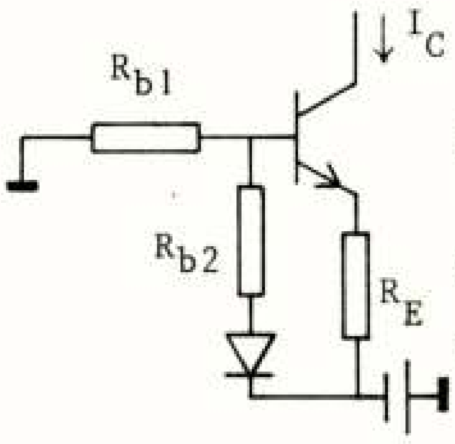
De verhouding der beide versterkingen noemt men de discriminatiefactor F. Voor een goede onderdrukking van het common-mode signaal moet F hoog zijn. Stellen we nu de voor een universele ingangstrap bescheiden eis dat $R_i \geq 500k\Omega$ en $F \geq 2000$, dan moet met $\alpha_e = 250$ gelden $r_e = 1000\Omega$, dus $I_E = 25\mu A$ en $R_{ee} \geq 1M\Omega$. Voor $|A_v| = 100$ moet dan $R_1 = 100k\Omega$. Met deze waarden voor R_{ee} en R_1 is de schakeling nog steeds niet integreerbaar.

Terzijde moet nog een opmerking worden gemaakt over een belangrijk aspect van de schakeling, namelijk haar symmetrie. Zijn de beide helften van een verschilversterker niet precies gelijk, dan leidt dit tot twee onaangename effecten: offset-spanningen en/of stromen en conversie van common-mode in differential-mode signalen. Een belangrijke oorzaak van offset-spanning is de temperatuurgevoeligheid van U_{EB}. Deze bedraagt ongeveer $2mV/^{o}C$, zodat reeds een temperatuurverschil van $0,01^{o}C$ tussen de emitterjuncties van T_1 en T_2 aan de ingang een equivalente foutspanning van $20\mu V$ geeft. In discrete schakelingen is het onmogelijk de thermische koppeling zo goed te maken dat temperatuurverschillen in deze orde van grootte vermeden worden. Hier is de monolithische techniek natuurlijk sterk in het voordeel: niet alleen zullen T_1 en T_2 van nature onderling zeer goed gelijk zijn, ook de thermische koppeling is nagenoeg ideaal. Een resulterende drift in de orde van $1\mu V/^{o}C$ blijkt dan ook in de praktijk haalbaar. Dankzij de natuurlijke symmetrie van een geïntegreerde schakeling is ook het genoemde tweede euvel: de mode-conversie, die leidt tot een eindige waarde van de zgn. rejectiefactor, relatief gemakkelijk te bestrijden.

Vervanging van weerstanden door actieve impedanties; principe van de stroomspiegel

Keren we nu terug tot ons probleem hoe de schakeling verder rijp te maken voor integratie. We herinneren ons dat grote weerstanden taboe zijn, doch dat transistoren ruimschoots gebruikt mogen worden. Dit maakt het aantrekkelijk de weerstanden te vervangen door *actieve impedanties*. Omdat het gaat om het realiseren van hoge impedantiewaarden moeten we zoeken naar stroombronconfiguraties. Figuur 15 toont een eenvoudige stroombronconfiguratie met één transistor. Om de uitgangsimpedantie die we in de collector zien te bepalen, kunnen we natuurlijk niet volstaan met het eenvoudige vervangingsschema van figuur 13, waarin de terugwerking buiten beschouwing gelaten is. Deze laatste is immers juist de oorzaak van de eindige waarde der uitgangsimpedantie R_o van de stroombronschakeling. Duiden we de

inwendige weerstand van de collectorjunctie aan met R_c, gedefinieerd als $R_c = \frac{\partial U_{CB}}{\partial I_C}$ (I_E constant), en duiden we de effectieve weerstand in de basisketen, die overeenkomt met de parallelschakeling van R_{b1} en R_{b2}, aan met R_B, dan volgt R_o met goede benadering uit de bij de figuur aangegeven uitdrukking.



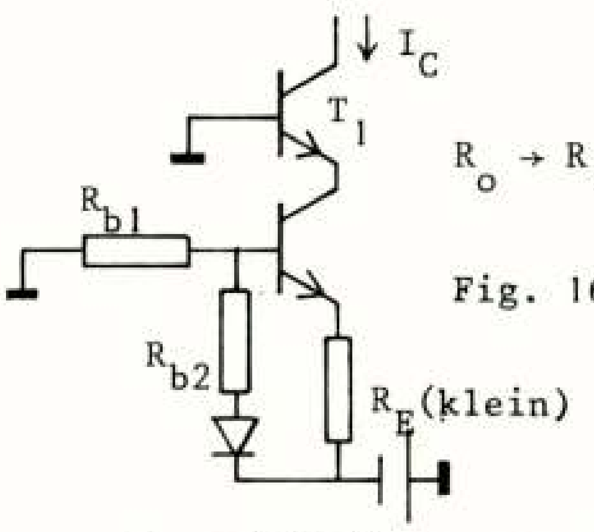
$$R_o = R_c \cdot \frac{R_E + R_B/\alpha_e}{R_B + R_E} \cdot (R_B = R_{b1}//R_{b2})$$

met $R_E >> R_B$ wordt $R_o \rightarrow R_c$

met $R_E << R_B/\alpha_e$ wordt $R_o \rightarrow R_c/\alpha_e$.

Fig. 15. Eenvoudige stroombronschakeling.

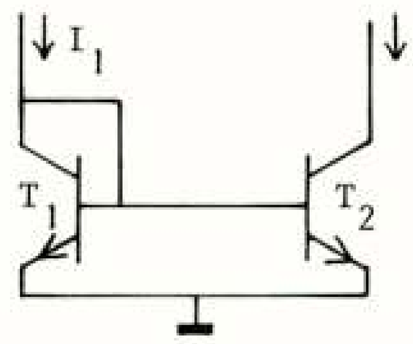
Nu kan R_c bij een monolithische transistor tientallen MΩ bedragen. Echter zal R_c/α_e dan nog niet overeenkomen met de door ons verlangde waarde van R_{ee} in de verschilversterker. Een grote waarde van R_E is bezwaarlijk, tenzij we deze weer realiseren met behulp van een actieve impedantie. Daarmee ontstaat de cascodeschakeling volgens fig. 16.



$R_o \rightarrow R_c$.

Fig. 16. Cascodeschakeling als stroombron.

De schakelingen van fig. 15 en 16 bevatten nog vrij veel weerstanden, terwijl zij bovendien geen toonbeelden zijn van symmetrie. Laten we in fig. 15 de weerstanden weg, en gebruiken we in plaats van de diode een als diode geschakelde transistor, dan ontstaat de configuratie volgens fig. 17, die bekend staat onder de naam *stroomspiegel*. Zij gedraagt zich als *stroomgestuurde stroombron*.



De ingangsstroom(referentiestroom) "ziet" een impedantie $R_i \approx r_e$.
T_2 werkt als stroombron. $R_o \approx 2R_c/\alpha_e$.

Fig. 17. Eenvoudige stroomspiegel.

Voor een eerste benadering van de werking verwaarlozen we de basisstromen. Duiden we de sperstromen van de emitterjuncties van T_1 en T_2 aan met I_{s1} en I_{s2}, dan geldt voor $I >> I_s$:

$$I = I_s \exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right), \text{ zodat } U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{I_s}.$$

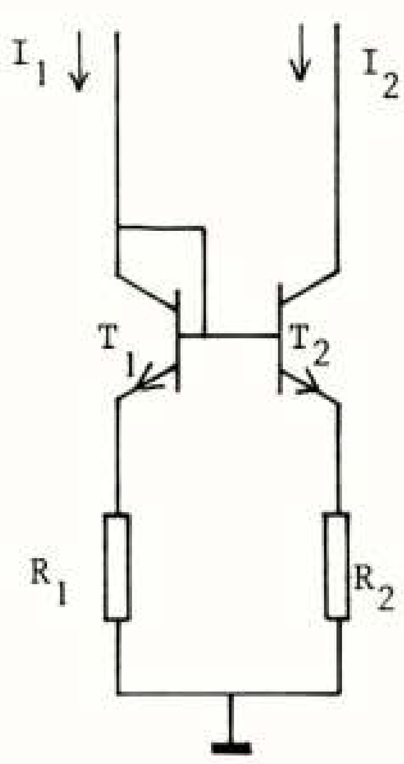
($\frac{kT}{q}$ = 25mV bij T= 300°K)

Uit figuur 17 lezen we direct af $U_{BE(T1)} = U_{BE(T2)}$, waaruit volgt

$$\ln \frac{I_1}{I_{s1}} = \ln \frac{I_2}{I_{s2}}, \text{ of } I_2 = I_1 \frac{I_{s2}}{I_{s1}}.$$

Nu is I_s evenredig met de oppervlakte O van de emitterjunctie, zodat $I_{s2}/I_{s1} = O_{T2}/O_{T1}$. Deze oppervlakten kunnen we nauwkeurig vastleggen met behulp van de maskerafmetingen. Kiezen we $O_{T2} = O_{T1}$, dan is $I_2 = I_1$, hetgeen de naam "stroomspiegel" verklaart. Door O_{T2}/O_{T1} een bepaalde waarde te geven ("scaling") kunnen we de stroomspiegel laten versterken of verzwakken.

Zijn de transistoren gelijk ($O_{T1} = O_{T2}$), dan is versterkende of verzwakkende overdracht te bereiken door emitterweerstanden toe te voegen (fig. 18). Deze methode komt vooral in aanmerking als de stroomspiegel uit discrete componenten wordt opgebouwd omdat "scaling" van de transistoren dan niet mogelijk is. Het bijzondere geval, waarbij één der weerstanden weggelaten wordt, is wel van belang bij geïntegreerde uitvoering. Daarmee kunnen we namelijk een kleine stroom sturen door middel van een grote referentiestroom (of andersom).



Uit $U_{BE(T1)} + I_1R_1 = U_{BE(T2)} + I_2R_2$

volgt $\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_1}{R_2}\left|1 - \frac{\frac{kT}{q}\ln\frac{I2}{I1}}{R_1I_1}\right|$.

Met $R_1I_1 >> \frac{kT}{q}\ln\frac{I_2}{I_1}$ wordt dit $\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_1}{R_2}$

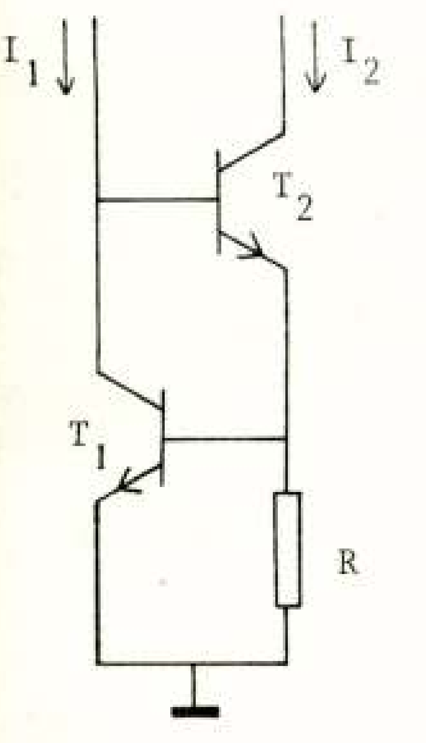
N.B. kT/q = 25mV

Bijzonder geval: R_1 = o. Dan geldt $R_2 = \frac{kT}{qI_2}\ln\frac{I_1}{I_2}$.

Voorbeeld: I_1 = 1mA. I_2 = 0,1mA.
R_2 = 590Ω

Fig. 18. Stroomspiegel met emitterweerstanden.

Terzijde mag hier wel even een alternatieve stroombronconfiguratie met twee transistoren genoemd worden, die veel lijkt op onze stroomspiegel, maar die eigenlijk geen "spiegel" kan worden genoemd, daar de uitgangsstroom juist nagenoeg onafhankelijk is van de ingangsstroom. Figuur 19 toont deze configuratie. De uitgangsstroom wordt nu bepaald door U_{BE} van T_1. Deze spanning hangt zeer weinig af van I_1 en bedraagt ca. 700mV met een temperatuurgevoeligheid van ca. 2mV/°C, d.i. ca. 2,5°/oo. De grootte van U_{BE} wordt in sterke mate bepaald door de *bandafstand* van het Si, d.i. een materiaalconstante. Een voordeel van de schakeling is nog de hoge uitgangsimpedantie.



Bij verwaarlozen van basistromen geldt $I_2R = U_{BE(T1)}$, dus

$$I_2 = \frac{U_{BE(T1)}}{R}.$$

$$U_{BE(T1)} = \frac{kT}{q}\ln\frac{I_1}{I_s} \approx 700mV$$

$R_i = r_e$ à $2r_e$ (afhankelijk van R)

$$R_o = R_c\frac{k\alpha_e}{1+k\alpha_e}, \text{ met } k=\frac{R}{R+\alpha_e r_{e(T1)}}.$$

Met $k\alpha_e = 1$ wordt $R_o \approx \frac{1}{2}R_c$.

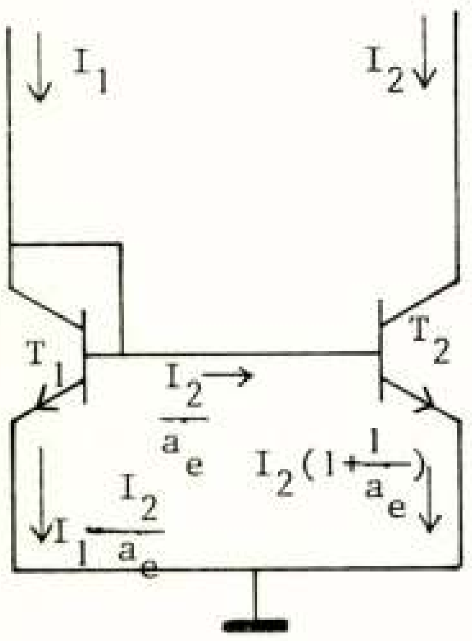
Fig. 19. Alternatieve stroombronconfiguratie.

Verbeterde stroomspiegel

Keren we nu terug tot onze echte stroomspiegel volgens fig. 17. Ons doel is deze te gebruiken als actieve impedantie ter vervanging van R_{ee} in onze verschilversterker. Voor deze toepassing blijken bij nader inzien de eigenschappen van onze stroomspiegel nog beneden de maat. In de eerste plaats is de uitgangsimpedantie $R_o \approx 2R_c/\alpha_e$ hoogstens in de orde van enkele honderden kΩ, terwijl we uit zijn op een impedantie van enkele MΩ. De tweede onvolmaaktheid blijkt als we de invloed van de basisstromen in rekening brengen. Beschouwing van fig. 20 leert dat de stroomoverdracht bij gelijke transistoren gegeven wordt door

$$\frac{I_2}{I_1} = 1 - \frac{2}{a_e+2}, \text{ waarin } a_e \text{ de CE-stroomversterking}$$

voor gelijkstroom voorstelt. Vooral als de stroomspiegel opgebouwd wordt uit laterale transistoren met hun geringe waarde van a_e, introduceert de term $2/(a_e+2)$ een aanzienlijke afwijking van de ideale spiegelwerking.



Uit $U_{BE(T1)} = U_{BE(T2)}$ volgt

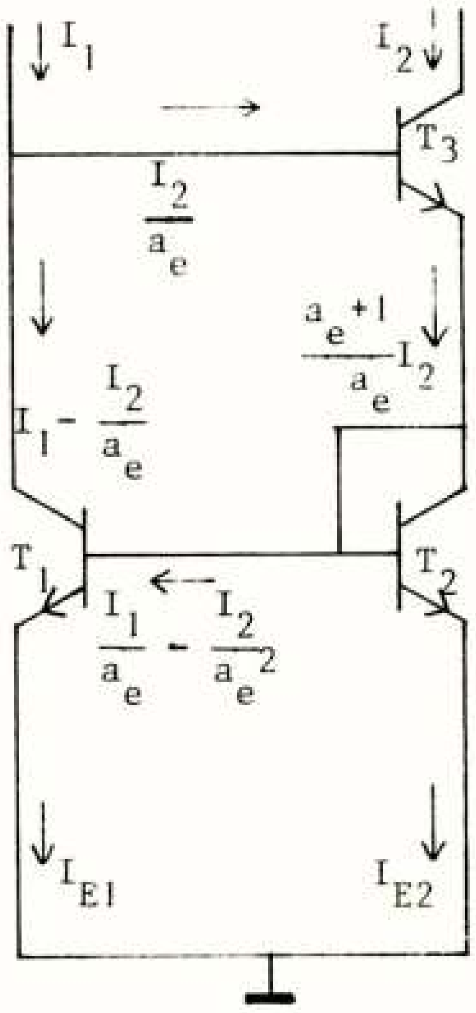
$$I_1 - \frac{I_2}{a_e} = I_2(1 + \frac{1}{a_e}), \text{ zodat}$$

$$I_2 = I_1(1 - \frac{2}{a_e+2}).$$

$(1 - \frac{2}{a_e+2})$ kunnen we de *volgfactor* noemen.

Fig. 20. Invloed van de basisstromen.

Hoe kunnen we R_o hoger maken en de invloed van a_e verminderen? Het ligt voor de hand hiertoe gebruik te maken van tegenkoppeling. De monolithische denkwijze is er op uit deze te realiseren met behulp van een extra transistor. Figuur 21 toont het resultaat. Uit de berekening naast de figuur blijkt dat de invloed van a_e sterk verminderd is. Een eenvoudige berekening leert verder dat de ingangsimpedantie R_i van de schakeling (de impedantie die I_1 "ziet") $2r_e$ bedraagt, terwijl $R_o \approx \frac{1}{2}R_c$.



Stel T_1, T_2, T_3 zijn identieke transistoren.

$$I_{E1} = \frac{I_1}{a_e} + I_1 - \frac{I_2}{a_e} - \frac{I_2}{a_e^2}.$$

$$I_{E2} = \frac{a_e+1}{a_e}I_2 - \frac{I_1}{a_e} + \frac{I_2}{a_e^2}.$$

Uit $U_{BE(T1)} = U_{BE(T2)}$ volgt

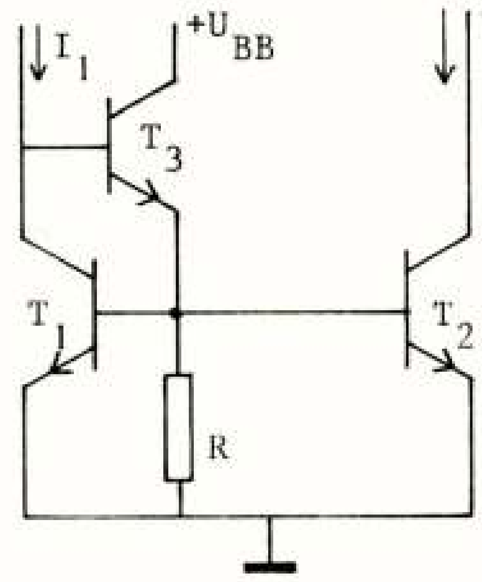
$I_{E1} = I_{E2}$. Hieruit volgt

$$I_2 = I_1(1 - \frac{2}{a_e^2+2a_e+2}).$$

$R_i \approx 2r_e$. $R_o \approx \frac{1}{2}R_c$.

Fig. 21. Stroomspiegel met 3 transistoren.

Een alternatieve vorm, die men in praktische IC's ook nogal eens ontmoet, is geschetst in fig. 22. De weerstand R dient alleen om de stroom door T_3 te vergroten. Laten we R weg dan is $I_{EC(T3)} = I_{B(T1)} + I_{B(T2)}$. Wegens het verschil in instelstroom heeft het zin onderscheid te maken tussen a_e van T_3 en a_e van T_1 en T_2.



Zij $a_{e(T1)} = a_{e(T2)} = a_e$ en

$a_{e(T3)} = a_{e3}$.

$$I_2 = \frac{I_1 - U_{BE}/a_{e3}R}{1+2/a_e a_{e3}}. \text{ Met}$$

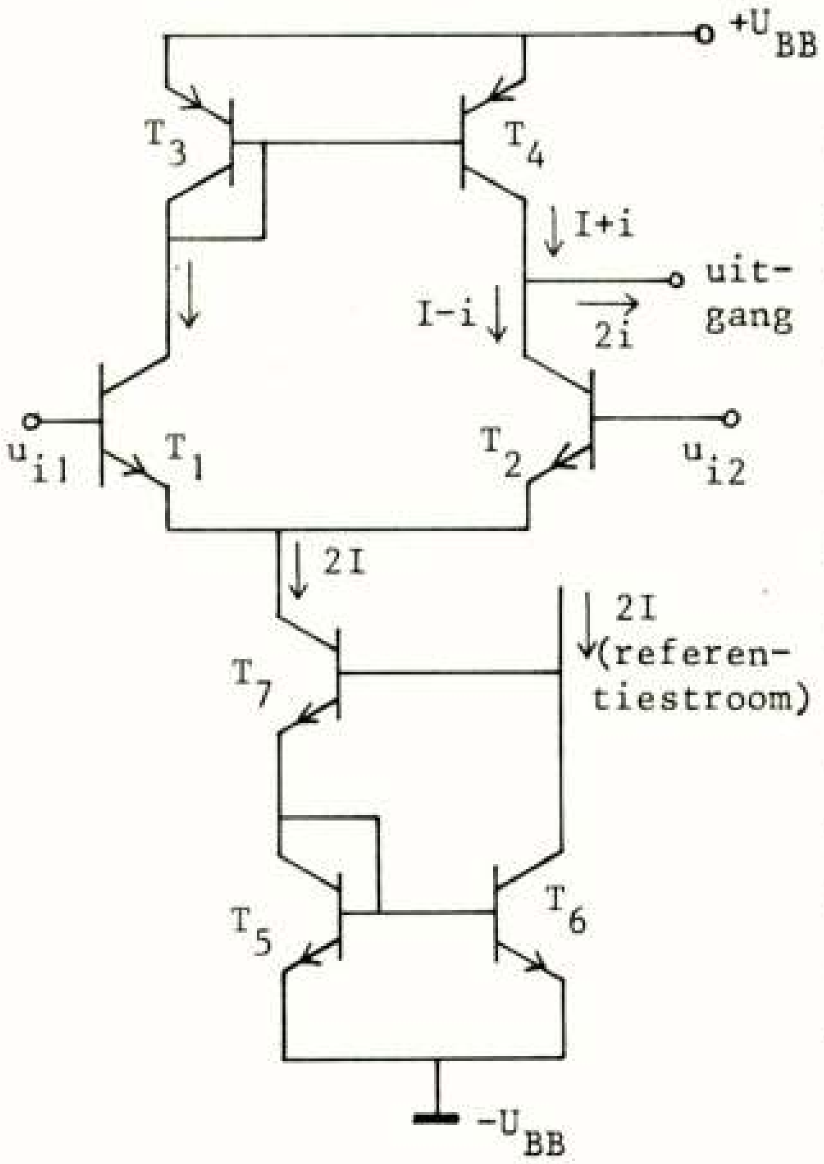
$$a_{e3}RI_1 \gg U_{BE}: \; I_2 = I_1\frac{a_e a_{e3}}{2+a_e a_{e3}}.$$

Fig. 22. Alternatieve stroomspiegel met 3 transistoren.

Stroomspiegel als belasting in verschilversterker

Nu we de vervanging van de grote emitterweerstand van onze verschilversterker (fig. 14) door een aantal transistoren op bevredigende wijze tot stand hebben gebracht, vragen we ons af hoe we van de belastingsweerstanden af kunnen komen. Sturen we de versterker met een verschilspanning, dan zullen de stromen in de beide helften van de schakeling, die in ongestuurde toestand beide I_E bedragen, door het signaal gemoduleerd worden en resp. $I_E + i$ en $I_E - i$ gaan bedragen. Het is ons er om te doen

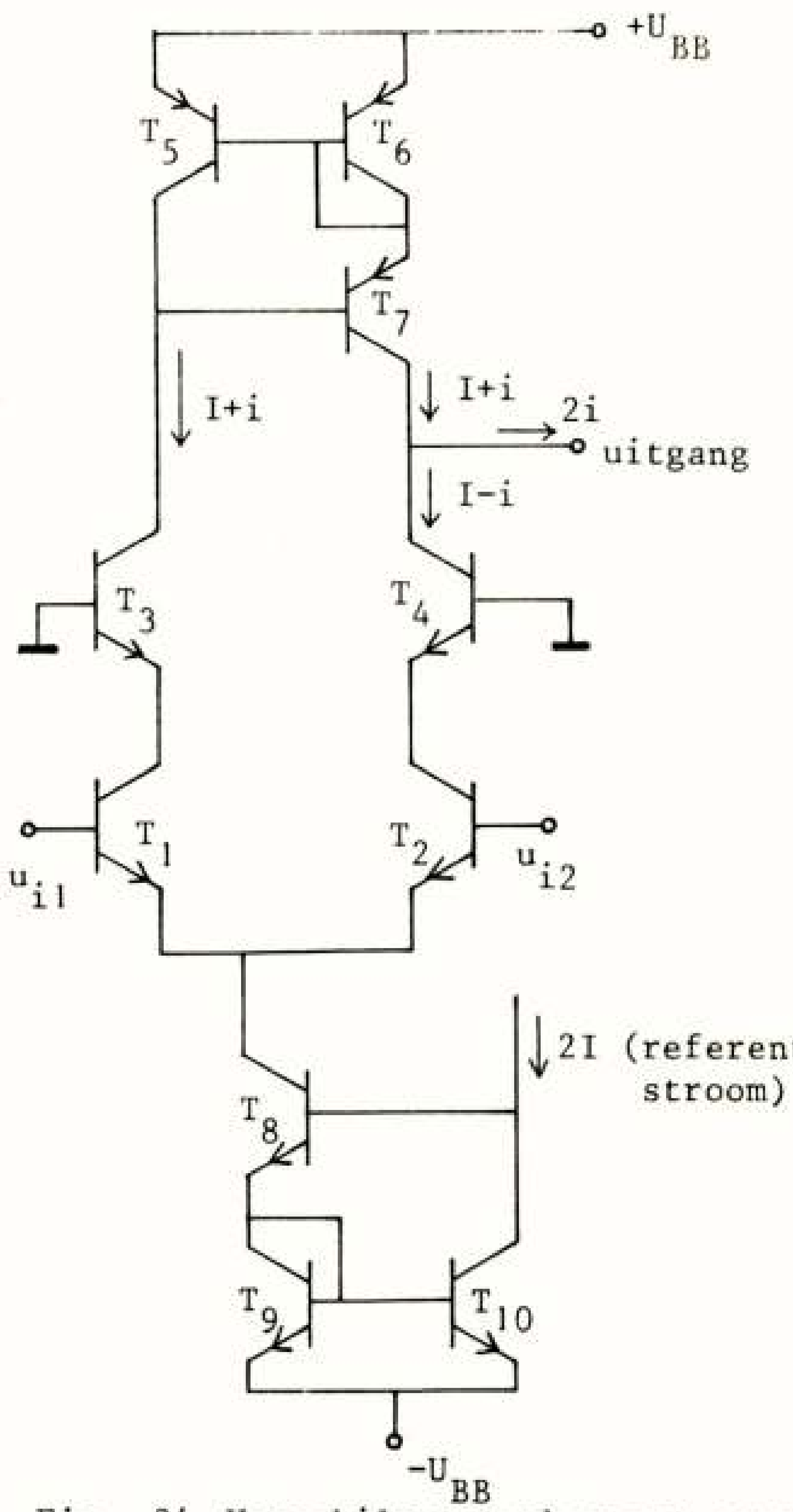
aan de uitgang van de versterker de totale verschilstroom 2i op een zo hoog mogelijk impedantieniveau uit de versterker te halen. Dit bereiken we op zeer elegante wijze door de beide weerstanden R_1 door een stroomspiegel te vervangen. Figuur 23 toont de schakeling die nu ontstaat.



T_3 en T_4 vormen een pnp-stroomspiegel. T_5, T_6, T_7 vormen een npn-stroomspiegel met 3 transistoren. De spiegel T_3-T_4 draagt de ingangsstroom I+i over op de collector van T_4, zodat in de uitgangsketen de totale signaalstroom 2i vloeit.

Fig. 23. Verschilversterker met actieve impedanties.

De totale uitgangsimpedantie wordt gevormd door de parallelschakeling van de uitgangsimpedanties van T_4 en T_2, die beide in de orde van grootte $2R_c/\alpha_e$ zijn. De totale impedantie zal daarmee in de orde van 100kΩ bedragen, zodat $|A_v| \approx R_1/r_e \approx 100$. Hoewel we hiermee soms tevreden zullen zijn, gaat in vele gevallen ons verlangen uit naar een veel hogere waarde van de versterking. Hiertoe moeten we R_o zowel van T_4 als van T_2 verhogen. We willen dit weer trachten te bereiken door extra transistoren in de schakeling op te nemen. Om R_o van de stroomspiegel te vergroten vervangen we deze door een uitvoering met 3 transistoren. Om R_o van T_2 te vergroten moeten we deze in de schakeling met gemeenschappelijke basis laten werken. Doen we dit zonder meer, dan wordt natuurlijk de ingangsimpedantie van de verschilversterker veel te laag. De remedie is dan ook T_1 en T_2 te vervangen door een cascodeschakeling. Het totale impedantieniveau brengen we door deze maatregelen met een factor in de orde van α_e omhoog, zodat A_v met ongeveer dezelfde factor kan toenemen. Zorgen we ervoor dat de belastingsimpedantie (R_i van de belastende trap) ook in de orde van R_c ligt (Darlington-schakeling), dan kunnen we langs deze weg een versterking A_v in de orde van 10^5 bereiken! Figuur 24 toont de nu verkregen schakeling.



T_1-T_3 en T_2-T_4 vormen cascodeschakelingen. T_5-T_6-T_7 vormen een pnp-stroomspiegel. T_8-T_9-T_{10} vormen een npn-stroomspiegel.

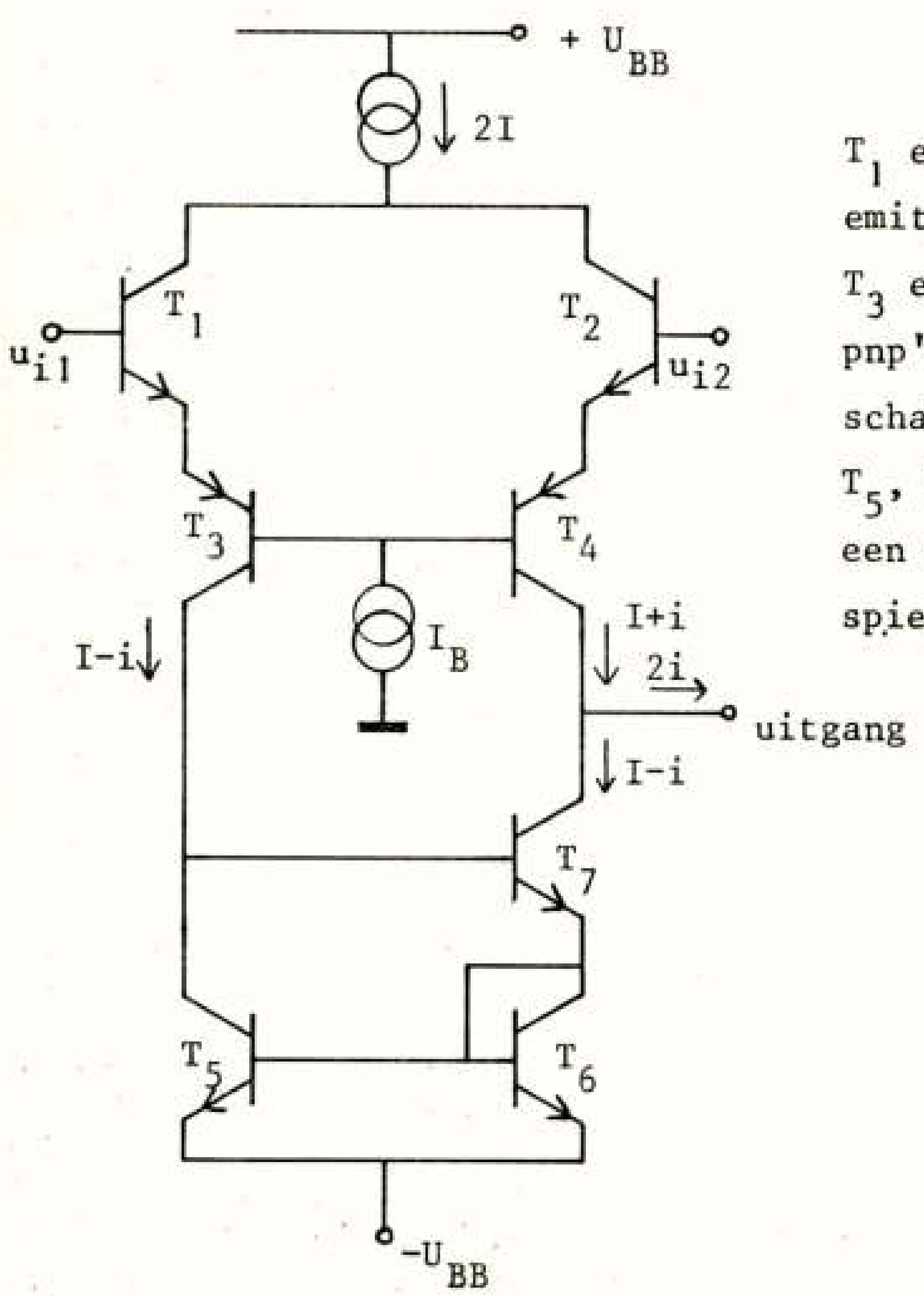
Fig. 24. Verschilversterker met zeer hoge versterking.

De schakeling bevat nu 10 transistoren. Wie gewend is aan het ontwerpen met discrete componenten moet even wennen aan deze kwistigheid met transistoren. Heeft men echter eenmaal de smaak van het monolithisch ontwerpen te pakken, dan ervaart men de nieuwe techniek als een boeiende uitdaging aan het vernuft en de fantasie.

In minstens één opzicht is de schakeling volgens fig. 24. toch nog niet helemaal naar onze zin. Door het opeenstapelen van transistoren is het gelijkspanningsniveau aan de uitgang nogal wat hoger dan aan de ingang. Willen we aan de uitgang van de totale versterker weer op nulniveau uitkomen, dan moeten we onderweg een niveauverschuiving (level shift) tot stand brengen. Dit brengt dikwijls nogal wat problemen met zich mee, daar alle volgende met npn-transistoren uitgeruste trappen dezelfde tendens zullen vertonen tot niveauverschuiving in de richting van $+U_{BB}$. Dit brengt ons op de gedachte in de ingangstrap pnp's in CB-schakeling te gebruiken. Om het bezwaar van de daardoor optredende lage ingangsimpedantie te vermijden kunnen we deze sturen uit emittervolgers, waar we dan met voordeel npn's voor kunnen gebruiken. We komen zo tot de in fig. 25 aangegeven schakeling, die men in veel geïntegreerde versterkers kan aantreffen.

<u>Koppeling van stroombronnen</u>

We staan nu echter voor een nieuw probleem, namelijk hoe de stroombronnen 2I en I_B correct te realiseren. We



T_1 en T_2 zijn npn-emittervolgers.
T_3 en T_4 zijn pnp's in CB-schakeling.
T_5, T_6, T_7 vormen een npn-stroomspiegel.

Fig. 25. Verschilversterker met hoge versterking en gunstige "level-shift".

moeten nu immers de stroom in de collectoren van T_1 en T_2 inbrengen, d.w.z. we moeten in feite twee stroombronnen in serie schakelen! Dit kan natuurlijk alleen als de beide stroombronnen elkaar nauwkeurig volgen. De ontwikkeling van de stroomspiegel met 3 transistoren heeft ons reeds de weg gewezen naar de oplossing van dit vraagstuk, want in deze stroomspiegel treedt in feite hetzelfde probleem op. Het koppelen geschiedt daar door middel van stroomtegenkoppeling en deze methode is hier ook bruikbaar. Figuur 26 toont de uitwerking van deze gedachte. Beschouwen we de cluster

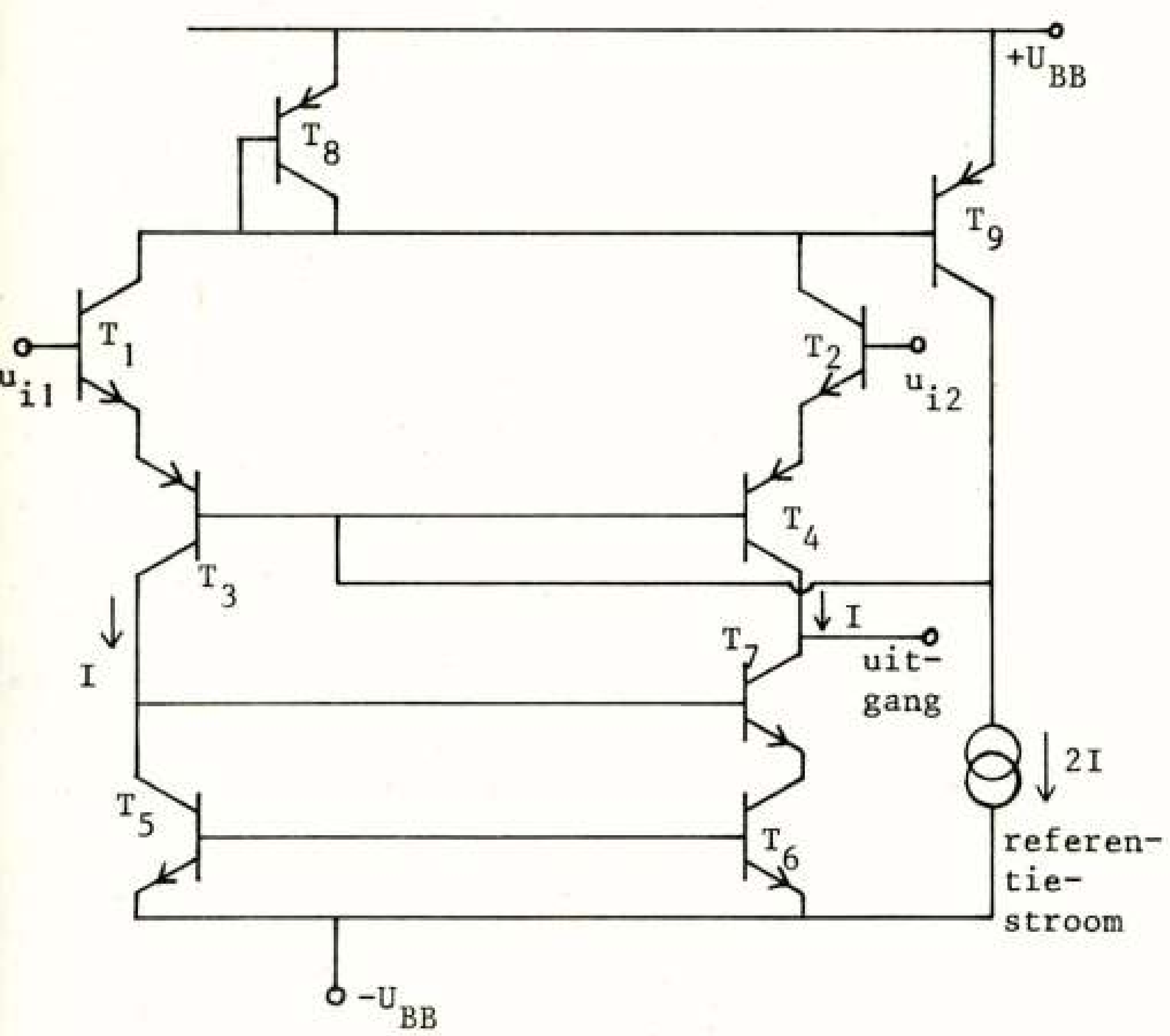


Fig. 26. Realisatie van de stroombronnen in de schakeling volgens fig. 25.

T_1, T_2, T_3, T_4 als één transistor, dan vormt deze tesamen met T_8 en T_9 een stroomspiegel met 3 transistoren. Als T_8 en T_9 gelijke transistoren zijn, geldt $I_{C(T3)} + I_{C(T4)} = I_{C(T9)} = 2I$, terwijl ook meteen in de basisstroom van T_3, T_4 (de bron I_B in fig. 25) is voorzien.

Het vormen van de bij elke versterkertrap benodigde referentiestroom levert geen principiële moeilijkheden op. Men kan deze via een weerstand afleiden uit de voedingsspanning. De referentiestromen voor de verschillende trappen van één opstelling leidt men uit één referentiebron af via stroomspiegels. Een fraaie methode om een referentiebron te realiseren, waarvan de stroomsterkte onafhankelijk is van de voedingsspanning wordt beschreven door *Van Kessel* en *Van de Plassche* (Lit. 3).

Eigenschappen van stroomspiegels bij hoge frequenties

Met de schakeling volgens fig. 26 zijn we op een ontwerp gekomen dat aan al onze primaire wensen voldoet. Met name voldoet het aan onze wens het gebruik van weerstanden te vermijden. De schakeling is geheel opgebouwd uit transistoren! Hier moet wel opgemerkt worden dat we ons in onze ontwerpbeschouwingen beperkt hebben tot de primaire eigenschappen van de schakeling. Voor een volledig inzicht in het gedrag der schakeling is meer nodig. Daartoe moeten o.a. aan de orde komen de gevolgen van asymmetrie in de schakeling. Daarbij dienen we onderscheid te maken tussen toevallige asymmetrieën door kleine verschillen tussen de transistoren, en aan de schakeling inherente asymmetrie. Deze laatste is het gevolg van het feit dat de transistoren T_3 en T_4 ongelijk belast worden, immers is T_3 belast met de lage ingangsimpedantie van de stroomspiegel T_5, T_6, T_7, terwijl T_4 belast is met de hoge uitgangsimpedantie daarvan. Aandacht zal verder moeten worden besteed aan het ruisgedrag van de schakeling en aan de hoogfrequent eigenschappen. Wat dit laatstgenoemde aspect betreft: de in de stroomspiegel met drie transistoren aanwezige terugkoppeling is de oorzaak van complexe polen in de overdracht van deze schakeling. Voor het klein-signaalgedrag van de schakeling geldt immers

$$\frac{I_2}{I_1} = 1 - \frac{2}{\alpha_e^2+2\alpha_e+2} = \frac{\alpha_e(\alpha_e+2)}{\alpha_e^2+2\alpha_e+2}\text{ , waarin } I_1 \text{ en } I_2$$

nu de als complexe grootheden genoteerde signaalstromen voorstellen.

De invloed van de traagheid van het ladingstransport in de transistor op de stroomversterking laat zich in eerste benadering beschrijven d.m.v. een complexe waarde van α_b:

$$\alpha_b = \frac{\alpha_o}{1+p\tau_\alpha}\text{ ,waaruit volgt } \alpha_e = \frac{\alpha_b}{1-\alpha_b} =$$

$$\alpha_{eo}\,\frac{1}{1+p\alpha_{eo}\tau_\alpha}\text{ , met } \alpha_{eo} = \frac{\alpha_o}{1-\alpha_o}\ .$$

Vullen we dit in de betrekking voor I_2/I_1 in, dan volgt

$$\frac{I_2}{I_1} = \left(1 - \frac{2}{\alpha_{eo}^2+2\alpha_{eo}+2}\right)\left(\frac{1+2p\tau_\alpha}{1+2p\tau_\alpha+2p^2\tau_\alpha^2}\right).$$

Figuur 27 toont het polen- en nulpuntenbeeld van de overdracht.

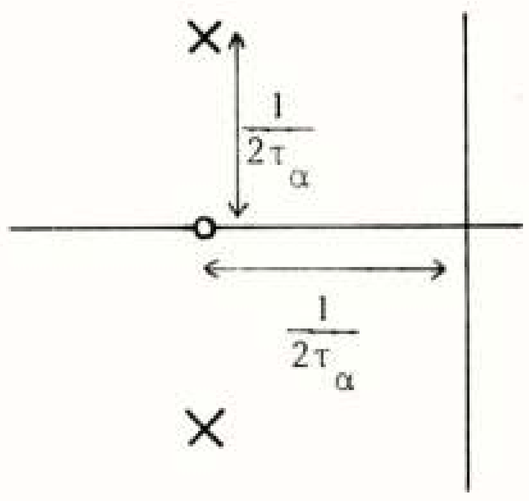


Fig. 27. Polen- en nulpuntenbeeld van de overdracht van de stroomspiegel met 3 transistoren

In de omgeving van de frequentie $\frac{1}{2}\omega_\alpha = \frac{1}{2}(1/\tau_\alpha)$ treedt dus opslingering op. De sprongresponsie vertoont een periodiek karakter.

ANDERE TOEPASSINGEN VAN STROOMSPIEGELS

Bij het ontwikkelen van de integreerbare ingangstrap hebben we de stroomspiegel leren kennen als een bijzonder bruikbare configuratie. Haar bruikbaarheid beperkt zich niet tot de beschreven toepassingen.
Figuur 28 laat zien hoe een stroomspiegel gebruikt kan worden als *aftrekschakeling voor stromen*. De beide ingangsstromen I_1 en I_3 werken op laagohmige punten, de uitgang (stroom I_2) heeft stroombronkarakter. Verwaarlozen we de basisstromen, dan geldt $I_1 = I_2 + I_3$, zodat $I_2 = I_1 - I_3$. Brengen we de basisstromen in rekening,

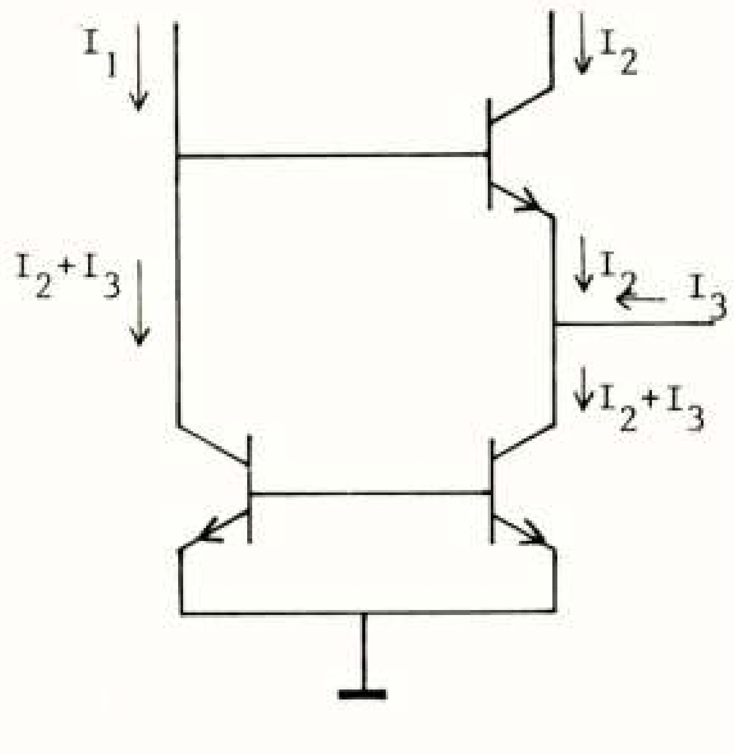


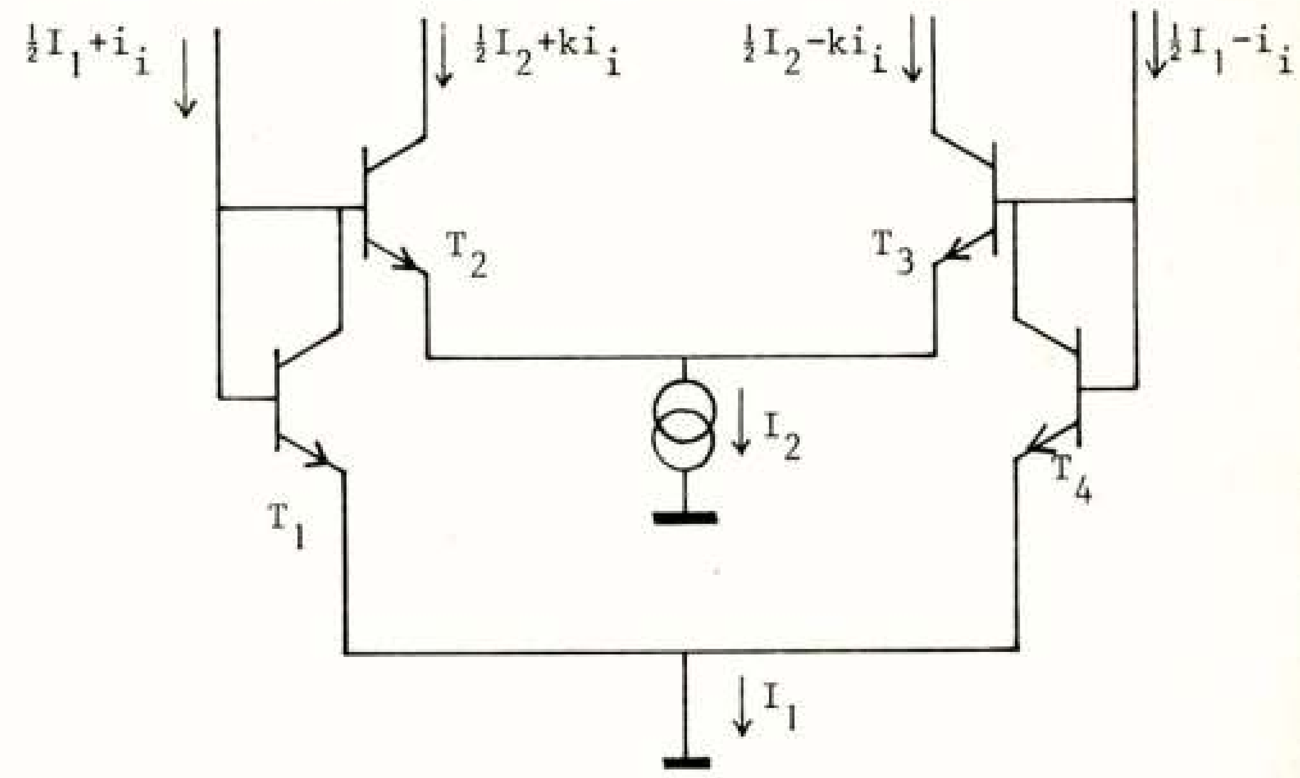
Fig. 28. Stroomspiegel als aftrekschakeling voor stromen: $I_2 = I_1 - I_3$.

dan vinden we

$$I_2 = \left[I_1 - I_3\left(1 - \frac{2}{a_e+2}\right)\right]\left[\frac{a_e^2+2a_e}{a_e^2+2a_e+2}\right].$$

Als $I_1 = I_3$ (common-mode ingangssignaal), is blijkbaar toch een (kleine) uitgangsstroom aanwezig, d.w.z. er treedt mode-conversie op (eindige rejectiefactor).

Een zeer fraaie toepassing van de bijzondere eigenschappen van stroomspiegels toont fig. 29. De schakeling, die bekend staat onder de naam "*gain cell*", is hier getekend met eenvoudige stroomspiegels met 2 transistoren (lit. 4). Met voordeel kan men hier echter ook weer spiegels met 3 transistoren gebruiken (lit. 5). De schakeling werkt als *verschilversterker voor stromen* met tweezijdige uitgang. De ingangen worden gevormd door de (laagohmige) ingangen der stroomspiegels, de uitgangen door hun beide (hoogohmige) uitgangen.



T_1-T_2 en T_3-T_4 zijn stroomspiegels. De stroomversterking bedraagt $k = \frac{I_2}{I_1}$.

Fig. 29. "Gain cell", opgebouwd uit twee stroomspiegels.

Uit de figuur lezen we af

$U_{BE(T1)} - U_{BE(T4)} + U_{BE(T3)} - U_{BE(T2)} = 0$, waaruit volgt

$$\frac{kT}{q}\left[\ln\frac{\frac{1}{2}I_1+i_i}{I_{s1}} - \ln\frac{\frac{1}{2}I_1-i_i}{I_{s4}} + \ln\frac{\frac{1}{2}I_2-ki_i}{I_{s3}} - \frac{\frac{1}{2}I_2+ki_i}{I_{s2}}\right] = 0$$

Als $I_{s1}I_{s3} = I_{s2}I_{s4}$, volgt hieruit $k = I_2/I_1$.
De schakeling vertoont blijkbaar twee unieke eigenschappen:

a) De stroomoverdracht is bij volledige symmetrie van de schakeling over het gehele uitstuurgebied nauwkeurig lineair.
b) De stroomversterking is nauwkeurig evenredig met de verhouding van de beide instelstromen I_1 en I_2. Bij gegeven I_1 kunnen we de versterking k dus regelen met behulp van de instelstroom I_2.

De laatstgenoemde eigenschap stelt ons in staat de schakeling als vermenigvuldiger van signalen te gebruiken door I_2 te moduleren met een tweede ingangssignaal.

SPANNING-STROOM CONVERSIE

De zeer hoge impedantieniveaus van monolithische versterkerschakelingen geven deze het karakter van *stroomversterkers*. De te versterken ingangssignalen worden echter veelal geleverd door spanningsbronnen. Willen we profiteren van de goede lineariteit van de met bipolaire transistoren werkende stroomversterker, dan dienen we te voorzien in een conversie van spanning in stroom met zo goed mogelijke lineariteit. In het bijzonder geldt dit

voor de in het hoofdstuk "andere toepassingen van stroomspiegels" besproken "gain cell", die immers het karakter heeft van een zuivere en zeer lineaire stroomversterker.

Men kan voor de bedoelde conversie natuurlijk een gewone verschiltrap gebruiken. De lineariteit is dan echter, wegens de exponentiële ingangskarakteristiek, niet best. Als gevolg van de daarin werkzame sterke tegenkoppeling geeft een emittervolger reeds een veel betere conversie (fig. 30). De conversiefactor bedraagt $1/(R+r_e)$. Aangezien r_e zelf afhangt van de stroom, en dus van het sturende signaal, moet voor goede lineariteit van de conversie $R >> r_e$. Een grote waarde van R is echter onpraktisch. Gebruikt men de emitter als uitgang, dan introduceert de schakeling een niveau-

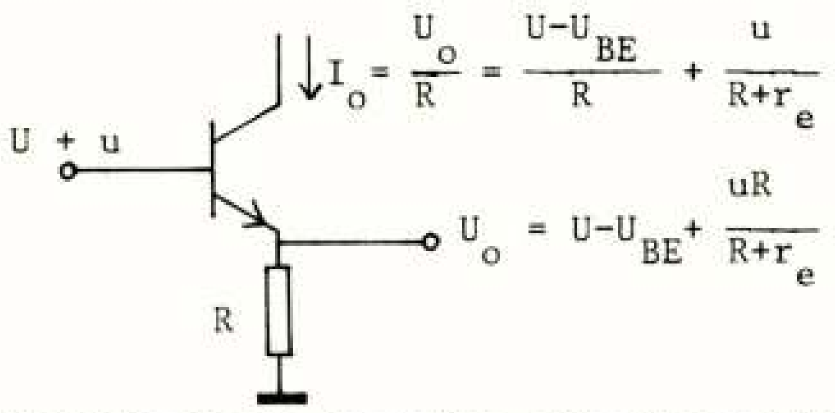


Fig. 30. Emittervolger als spanning-stroom omzetter.

verschuiving (level shift) ter groot van U_{BE}. die in sommige toepassingen hinderlijk is.

De typisch op de mogelijkheden van de monolithische techniek gebaseerde schakeling volgens fig. 31 bereikt een veel betere lineariteit ondanks een lage waarde van de weerstand R. Bovendien vertoont de schakeling in eerste benadering geen "level shift", zoals direct blijkt uit de symmetrie der opstelling. De schakeling bestaat uit een verschilversterker (T_1-T_2) met een stroomspiegel (T_4-T_5) als belasting. Via de emittervolger T_3 wordt de uitgangsstroom teruggekoppeld naar de basis van T_2. Opstellen van de vergelijkingen voor de schakeling levert als uitkomst op

$$U_i - U_o = \frac{kT}{q} \ln \frac{2I+U_o/a_{e3}R}{2I-U_o/a_{e3}R} \approx \frac{kT}{q} \frac{U_o}{a_{e3}RI} \text{, zodat}$$

$$U_o \approx \frac{U_i}{1+kT/qRa_{e3}I} \text{, waarin } a_{e3} \text{ de CE-stroomver-}$$

sterking a_e van T_3 voorstelt. Met $kT/qI = r_{e(T2)}$ gaat de gevonden betrekking over in

$$U_o \approx \frac{U_i}{1+r_{e(T2)}/a_{e3}R}$$. De schakeling werkt blijkens deze uitkomst dus als een emittervolger met een effectieve emitterweerstand ter grootte van $a_{e3}R$.

SLOTOPMERKINGEN

In de voorgaande paragrafen werd getracht aan de hand van een concreet ontwerpprobleem een indruk te geven van de denkwijze van de elektronicus die zich ten doel

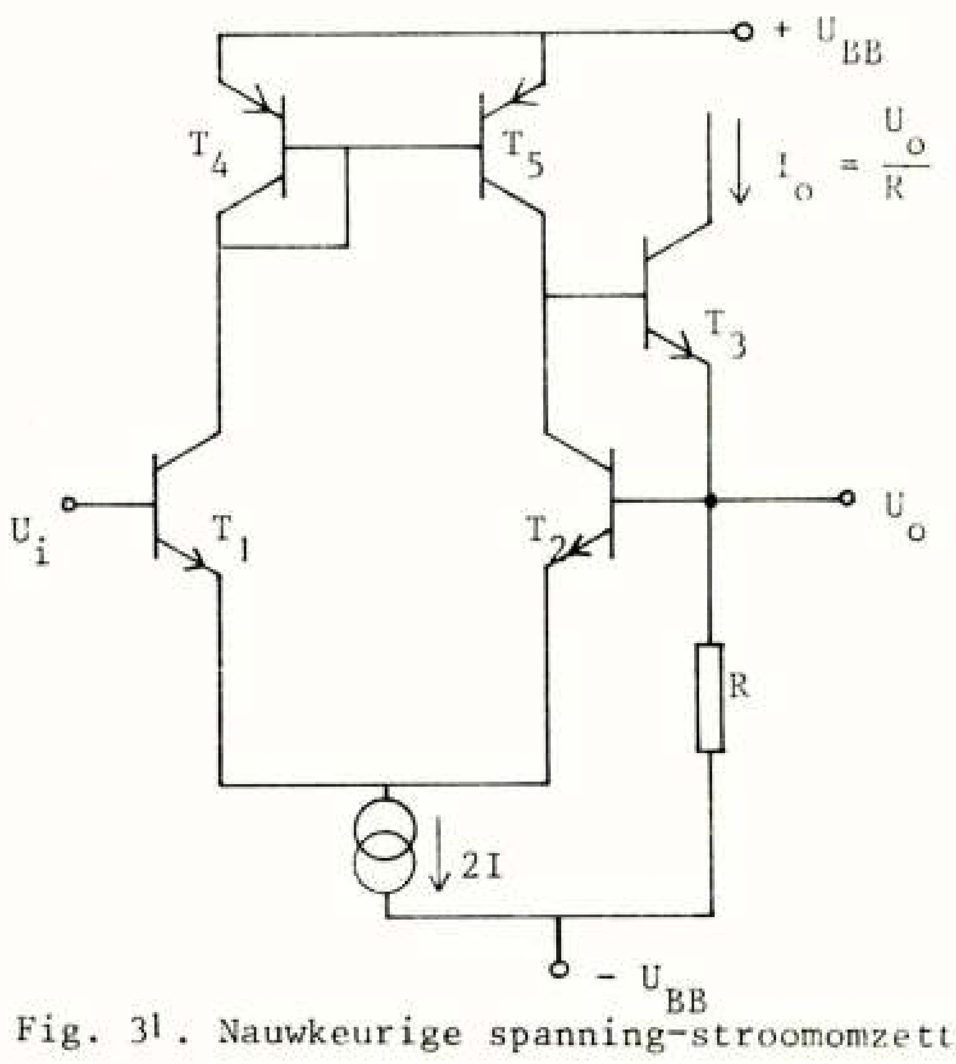


Fig. 31. Nauwkeurige spanning-stroomomzetter

stelt zijn ontwerp in de monolithische bouwwijze uit te voeren. Hoewel de te realiseren *functies* dezelfde blijven, zien de schakelingen die deze functies verwezenlijken er op het eerste gezicht heel anders uit dan de uit de met discrete componenten werkende elektronica vertrouwde schakelingen. Bij nadere beschouwing zijn de verschillen wellicht toch niet zo essentieel. Vele nieuwe schakelingen zijn uit de oude af te leiden door daarin weerstanden te vervangen door uit transistoren opgebouwde stroombronnen. Daarbij komen dan wel heel wat problemen naar voren en blijken tal van verrassende verbeteringen mogelijk. In bepaalde opzichten zijn de nieuwe schakelingen ook werkelijk uniek en kan men van een "nieuwe elektronica" spreken. Niet alleen zouden discrete uitvoeringen der nieuwe schakelingen door hun overvloedig gebruik van transistoren als zeer oneconomische ontwerpen beschouwd worden, realisatie met discrete componenten zou in vele gevallen zelfs helemaal niet mogelijk zijn. Vele der nieuwe schakelingen berusten namelijk op de *symmetrie* der configuraties. De hiertoe vereiste grote onderlinge gelijkheid der componenten laat zich alleen in monolithische bouwwijze realiseren. Ook het dikwijls bruikbare principe van "scaling"— het uitbuiten van nauwkeurige dimensie-verhoudingen— laat zich alleen in de monolithische techniek op adequate wijze uitwerken.

Zonder twijfel staan we nog maar aan het begin van een ontwikkeling, die zal leiden tot een doordringen van elektronische hulpmiddelen in steeds meer sectoren van de techniek en van de door haar gediende samenleving.

LITERATUUR

1. *A. Schmitz*. Kristalschakelingen, Philips Technisch Tijdschrift *27* (1965-1966), p. 152-159.
2. *J. Davidse*. Grondslagen van de elektronica I, hoofdstuk II, Het Spectrum 1969 en 1972.

3. *Th.J. van Kessel* en *R.J. van de Plassche*. Integreerbare basisschakelingen voor analoge signalen, Philips Technisch Tijdschrift *32* (1971), p. 1-12.
4. *B. Gilbert*. A new wide-band amplifier technique. IEEE-Journal of solid-state circuits *SC3*, (1968), p. 353-365.
5. *G.R. Wilson*. A monolithic junction FET-npn operational amplifier, IEEE Journal of solid-state circuits *SC3*, (1968), p. 341-348.

Voordracht gehouden voor het N.E.R.G. op 1 februari 1973 te Delft.

UIT HET NERG

LEDENMUTATIES

Nieuwe leden

Dr. M.M. Abu-Zeid, van Ruusbroecstraat 28, Nuenen.
Ir. H.J. van Kessel, Stokroosstraat 2, Son.
P. van Rooijen, Dorpsstraat 5, Watergang N.H.
Ir. A. Venema, Mozartlaan 460, Den Haag.
Ir. P.P.M. van der Zalm, Han Hollanderweg 160, Gouda.

Nieuwe adressen van leden

Ir. J.A.M. de Brouwer, Neptunusstraat 10, Asten.
Ir. M.A. Deurwaarder, Nederhoven 6, Eindhoven.
M. Fransen, W. de Nijslaan 31, Heemstede-C.
Prof.ir. E.W. Gröneveld, Mozartlaan 131, Enschede.
Dr.ir. J.H. Hendriks, Lindenlaan 65, Schagen.
Ir. A. Hoekstra, Androsdreef 178, Utrecht.
Ir. L.G.P. Kloppenburg, Huygensdreef 27, Leiderdorp.
J.F.H. Pacanda, Beneluxlaan 194, Harderwijk.
Ir. L.H. Sondaar, Hoogeveenseweg 26, Meppel.
Ir. A.P. Verlijsdonk, de Koppele 76, Eindhoven.

VARIA

EUROPEAN CONFERENCE ON ELECTROTECHNICS

EUROCON 71 - held in Lausanne in 1971 - will be followed by EUROCON 74, which will be held in Amsterdam, the Netherlands, R.A.I. Congress Centre from 22 to 26 April 1974.

This Conference is organised by the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Region 8 and by the Convention of National Societies of Engineers in Western Europe. The organization is carried out by the "Koninklijk Instituut van Ingenieurs" (Royal Institute of Engineers in the Netherlands) and the Benelux Section of I.E.E.E. The official language of the Conference will be English.
The main theme of the conference is:

THE ENGINEER IN SOCIETY

The conference will pay special attention to the impact of engineering activities in social structures in general and on the problems of the developing countries.
Invited and contributed papers will report on important new advances in the field of electrotechnics. Tutorial and review papers will provide information on the state of the art.
The exchange of information between scientists, engineers, managers, educationalists and students will be supported by panel discussions.
Technical visits will be arranged, as well as cultural excursions for the accompanying ladies.
Six special sessions will cover the following areas and subjects:

1. Controlling the future
Power generation and consumption, social implications, modelling and control of socio-economic systems.
Chairman Dr. H.E. Thiemann, Director General Batelle Institute, CH-1227, Geneva, Switzerland.

2. Instrumentation electronics
New devices and instruments, microminiaturization, performance and reliability evaluation.
Chairman Dr. Ing. A. Kübler, Siemens AG, D-7500 Karlsruhe, Rheinbrückenstrasse 50, Deutschland.

3. Communications for the 1980's
The local cable network, long distance transmission, terrestrial and satellite communication, mobile communication, processors and new devices.
Chairman Prof. Dr. Ir. J.L. Bordewijk, Technical University, Building for Electrical Engineering, Mekelweg, Delft, the Netherlands.

4. The computerized society
Data banks, applications in process control, research, eduction and management. Mini and pocket computers. Components.
Chairman Prof. W.S. Elliott, Professor of Computing, Department Computing and Control, Imperial College, Royal School of Mines Building, London SW-7, England.

5. Biomedical engineering
Integration of engineering in medicine, new equipment, standardization and legislation, safety, radiation energy levels, health care and diagnostic systems.
Chairman Prof. R.J. Magnusson, Chalmers University, Dept. of Applied Electronics, Fack S-40220, Göteborg, Sweden.

6. Education
This session will be arranged as a panel discussion on the theme: "Is our engineering education adequate for the future".
Chairman Prof. F. Bolinder, Division Network Theory, Chalmers University, Fack S-40220, Göteborg 5, Sweden.

CALL FOR PAPERS

Authors, wishing to submit papers should submit three copies of a 300 - 500 word abstract in English before October 15th to the program secretariat:
Mr. G. Gaikhorst, c/o F.M.E., Nassaulaan 13, the Hague, the Netherlands
Detailed information on the subjects to be discussed and instructions for the presentation of a two page summary of accepted papers in the Conference Digist can be obtained from the secretariat.

IC ELECTRONICA TOEGEPAST IN ANALOGE BOUWBLOKKEN

R.J. v.d. Plassche
Philips' Natuurkundig Laboratorium
Eindhoven, Nederland

Met de IC technieken zijn een aantal nieuwe basisschakelingen ontstaan. Ook het ontwerpen van analoge bouwblokken met deze basisschakelingen biedt nieuwe mogelijkheden en problemen. Het denkpatroon rondom het ontwerpen van geïntegreerde operationele versterkers en praktische uitvoeringen hiervan zullen worden behandeld. Het bijzondere van de op deze wijze ontstane circuits is, dat zij vrijwel alleen transistoren, een aantal weerstanden en een enkele compensatie capaciteit bevatten. Het tekenen van een layout van het circuit met het noodzakelijke éénlaags bedradingspatroon is een tijdrovende zaak. Kruisingen kunnen gemaakt worden over weerstanden en tussen de collector- en basiscontacten van een transistor. Het beperken tot operationele versterkers is betrekkelijk aangezien de gegeven oplossingen ook bruikbaar zijn voor andere analoge bouwblokken.

INLEIDING

In het voorgaande artikel van Prof.Dr.Ir. J. Davidse heeft u kunnen zien, dat de IC technieken leiden tot specifieke basisschakelingen met optimale circuit eigenschappen. Als meest belangrijke onderscheiden zich de verschilversterker en de twee typen stroomspiegels. Bij het ontwerpen van bouwblokken zullen we er naar streven zoveel mogelijk van deze basisschakelingen gebruik te maken. Een bouwblok vervult een analoge funktie zoals bijv. versterken, (operationele versterker, instrumentatieversterker, transconductantie versterker, Norton versterker etc.) moduleren (analoge vermenigvuldigschakeling, synchrone modulator/demodulator). Bij het ontwerpen van een bouwblok in IC vorm komen we specifieke problemen tegen welke de ontwerper vertrouwd met discrete elementen niet kent. Het zonder meer omzetten van een bestaande discrete schakeling in IC vorm resulteert meestal in een circuit met een groot oppervlak en een aanzienlijke achteruitgang van de circuit eigenschappen. Als voorbeeld van een analoog bouwblok wordt de operationele versterker gekozen. De ontwerpproblemen en oplossingen zijn in de meeste gevallen ook bruikbaar voor het ontwerpen van andere bouwblokken zodat deze keuze geen ernstige beperking geeft.

Ontwerp beperkingen gesteld door IC techniek

Alvorens met het ontwerpen te beginnen is het nodig het terrein af te bakenen waarbinnen de ontwerper kan manoevreren.

Weerstanden. Deze dient men zoveel mogelijk te vermijden aangezien deze een relatief groot oppervlak innemen en een beperking in de circuit eigenschappen geven. Een weerstand van 10 kΩ neemt eenzelfde oppervlak in als 4 tot 6 transistors. Indien we desondanks toch een weerstand nodig hebben, dan dient het ontwerp zo gekozen te worden dat met een lage weerstandswaarde kan worden volstaan.

Capaciteiten. Een gesperde PN overgang kan bij een kleine signaal amplitude als capaciteit gebruikt worden. We dienen echter wel rekening te houden met de grote spanningsafhankelijkheid van een dergelijke capaciteit, waardoor de circuiteigenschappen kunnen afhangen van de gelijkstroominstelling. Bij grote signaal amplitudes moeten we een MOS capaciteit gebruiken welke een groot oppervlak inneemt. Dit komt nogal eens voor bij een interne compensatie van de frequentie karakteristiek van een versterker.

Transistors. De NPN transistors zijn door de procesopbouw tesamen met de P diffusie weerstanden geoptimaliseerd. Door een keuze van de grootte van het emitter oppervlak is het mogelijk de NPN transistors aan te passen aan het gekozen stroombereik. (optimale transitiefrequentie f_t = 400 - 600 MHz). De laterale PNP transistors geven door hun opbouw een enorme beperking in frequentiebereik (f_t = 1 - 5 MHz) en stroomversterkings factor β = 2 - 20). Voor een frequentiegebied tot 1 MHz kunnen we zonder meer PNP en NPN transistors afwisselend gebruiken. Bij hogere frequenties is het noodzakelijk de hoog frequente weg alleen via NPN transistors te laten plaatsvinden en de PNP transis-

tors alleen voor stroombronnen of als gelijkstroomversterker te gebruiken. In dit geval zijn speciale technieken nodig welke buiten het kader van dit artikel vallen.

OPERATIONELE VERSTERKERS

Operationele versterker algemeen

Een aantal belangrijke eigenschappen waaraan de operationele versterker moet voldoen geven al een indruk hoe de funktie moet worden gerealiseerd. De eis dat de infaze spanning (common mode) op de ingangen en het uitgangssignaal tegelijkertijd aangelegd een zo groot mogelijk bereik moeten hebben bepaald hoe de noodzakelijke niveauverschuiver er moet uitzien. Het common mode ingangsspanningsbereik en uitgangsspanningsbereik ligt praktisch 10% - 20% onder dat van de voedingsspanningen. Vooral in de volgerschakeling waarbij de uitgang met de inverterende ingang wordt verbonden is dit belangrijk. Een eerste orde frequentie afval van de versterker is noodzakelijk teneinde bij verschillende terugkoppelnetwerken een optimale frequentiestabiliteit te verkrijgen. Hierdoor ontstaan speciale eisen bij het in serie schakelen van versterkertrappen en de daarbij noodzakelijke compensatiewerken. Het meest eenvoudige is te beginnen met een eentraps versterker die een frequentiekarakteristiek heeft met een afval van 6 dB/octaaf.

Basisschema eenvoudige operationele versterker

In fig. 1 wordt het principe van een eenvoudige versterker gegeven.

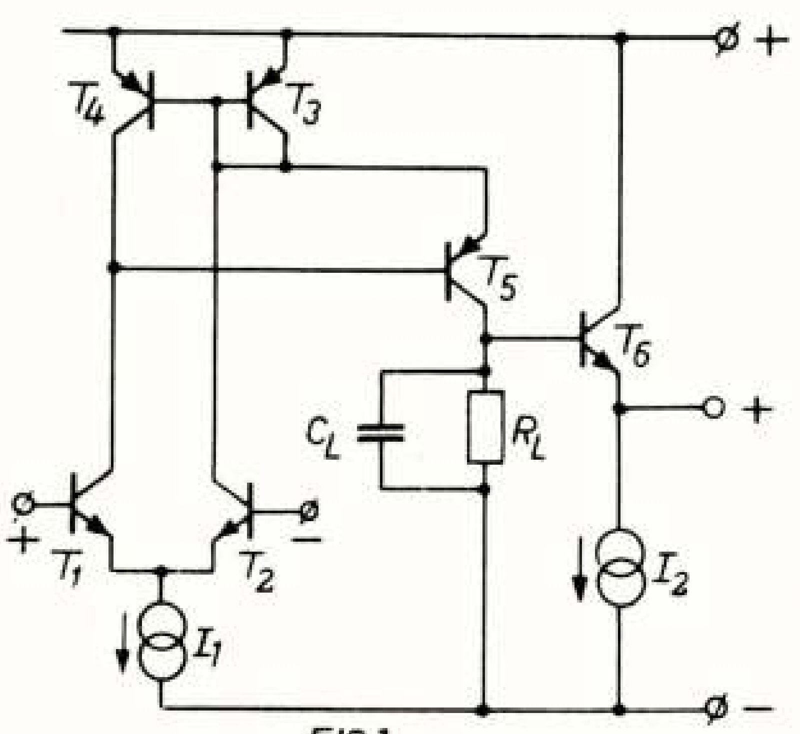


FIG.1

Eenvoudige operationele versterker

Als basiselementen herkennen we de ingangsverschil versterker T1, T2 en de stroomspiegel bestaande uit T3, T4 en T5. De belastingsimpedantie $R_L C_L$ zorgt voor de noodzakelijke eerste orde frequentie afval. De emittervolger T6 geeft een lage uitgangsimpedantie aan de versterker. De stroomspiegel wordt in deze schakeling voor een tweeledig doel gebruikt, als "verschil naar enkelzijdig" omzetter waarvoor de transistors T3 en T4 worden gebruikt en als niveau verschuiver welke funktie door T5 wordt uitgevoerd. Door de collector van T5 vloeit nu de in niveau verschoven verschilstroom van de ingangstrap T1, T2. Kiezen we voor R_L een hoge belastingsweerstand, dan wordt de verschilstroom omgezet in een versterkte uitgangsspanning. De capaciteit C_L welke meestal gevormd wordt door de totale capaciteit naar het substraat in de collector van T5 zorgt nu voor de noodzakelijke eerste orde afval. Bij een nauwkeurige berekening vinden we, dat deze frequentie afval ook bij hoge frequenties gehandhaaft blijft indien de frequentie, waarbij de totale versterking gelijk één geworden is, lager is dan de helft van de transitiefrequentie van de gebruikte transistors. Verbinden we de beide ingangsklemmen dan zien we dat de infaze spanning op twee basis-emitterspanningen na gelijk aan de positieve voedingsspanning kan worden, terwijl dit op één basis emitter spanning na gelijk aan de negatieve voedingsspanning kan zijn, zonder dat de werking wordt beïnvloed. Het uitgangssignaal kan tot op 3 basis-emitterspanningen na gelijk aan de positieve voedingsspanning worden terwijl er voor de negatieve kant geen beperking optreedt. Voor de uitgangsversterker T6 wordt in de praktijk een klasse B uitgang gebruikt vanwege de lage dissipatie. De temperatuurstijging van de chip blijft hierdoor beperkt hetgeen resulteert in een geringe temperatuur drift.
Door een goed gekozen layout dient men er wel voor te zorgen, dat er geen thermische terugkoppeling naar het ingangspaar kan ontstaan waardoor de frequentiekarakteristiek bij zeer lage frequenties wordt aangetast. (thermal feedback). Deze thermische tegenkoppeling ontstaat door een verhoging van de dissipatie bij uitsturing van de versterker. Het principe schema zal nu worden uitgebreid tot een practisch circuit.

Klasse B Uitgangstrap

Vanwege de eenvoud van de schakeling kiezen we meestal de complementaire NPN/PNP eindtrap. In fig. 2a is het principe gegeven.

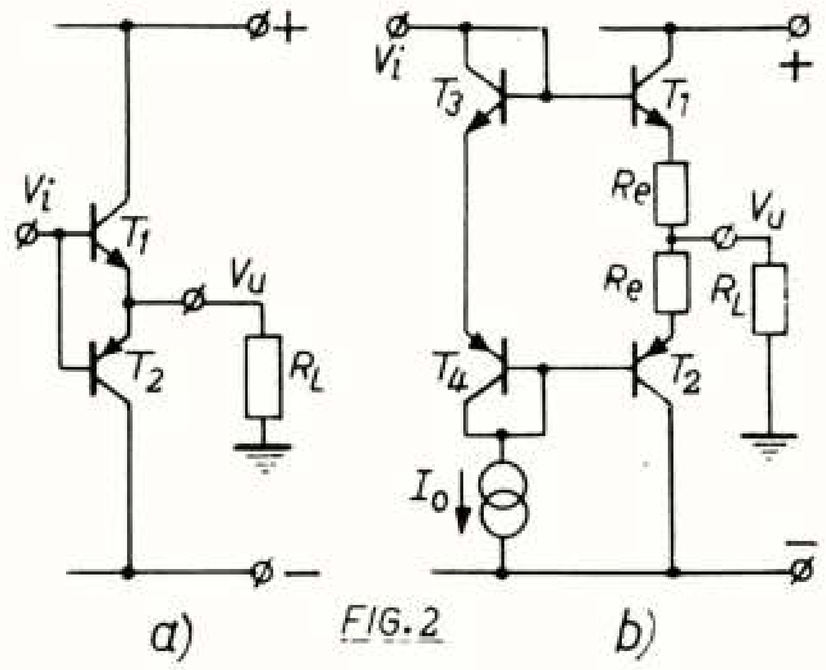


FIG.2

Klasse B uitgangstrappen

Een probleem bij deze schakeling is het overnemen bij de nuldoorgangen door de niet geleidende transistor van de geleidende transistor. Bij kleine signalen treedt een grote vervorming op bij het overnemen (cross-over vervorming). Deze niet lineariteit maakt deze eenvoudige schakeling ongeschikt voor algemene toepassingen aangezien het effectief tot een vermindering van de open lus versterking bij kleine signalen leidt. Een verbetering wordt verkregen door een ruststroom door de twee transistors in te stellen waardoor de overdrachtskarakteristieken van beide beter passend gemaakt kunnen worden. Een grote reductie in overname vervorming wordt hierdoor bereikt. In fig. 2b is een uitvoering gegeven. Twee gelijke als diode geschakelde transistors T3 en T4 worden gebruikt voor de instelling van een ruststroom door T1 en T2. Laten we nu een stroom I_0 door de dioden T3 en T4 lopen, dan zal er een basis emitter spanning ontstaan welke past bij deze stroom. Door de gelijkheid van de transistors zal nu indien $R_e = 0$ eenzelfde stroom I_0 door deze moeten gaan vloeien. In de praktijk ontstaan echter afwijkingen doordat de collector basisspanningen van T1 en T2 sterk afwijken van die bij de compensatie dioden T3 en T4. Deze afwijking wordt veroorzaakt door het Early effect welke hoofdzakelijk in de PNP transistor T2 optreedt tengevolge van de bijzondere constructie. (laterale of substraat PNP met homogene hoogohmige basis laag.) Hierdoor is het mogelijk, dat een aanzienlijk grotere ruststroom dan de door de dioden ingestelde waarde door T1 en T2 gaat lopen. De emitterweerstandjes R_e zijn nu aangebracht om een stabilisatie van deze ruststroom te krijgen. Een bezwaar van de weerstandjes is, dat de uitgangsimpedantie van de schakeling wordt verhoogd, terwijl bij hoge belastingsstromen er een dusdanige spanningsval over ontstaat, dat de basis emitter overgang van de niet geleidende transistor gesperd wordt, hetgeen bij hoge frequenties tot ongewenste schakeleffecten kan leiden. Een verbetering wordt verkregen door gebruik te maken van een goede PNP stroomspiegel waarbij het Early effekt verwaarloosbaar is. Dit circuit wordt gegeven in fig. 3a.

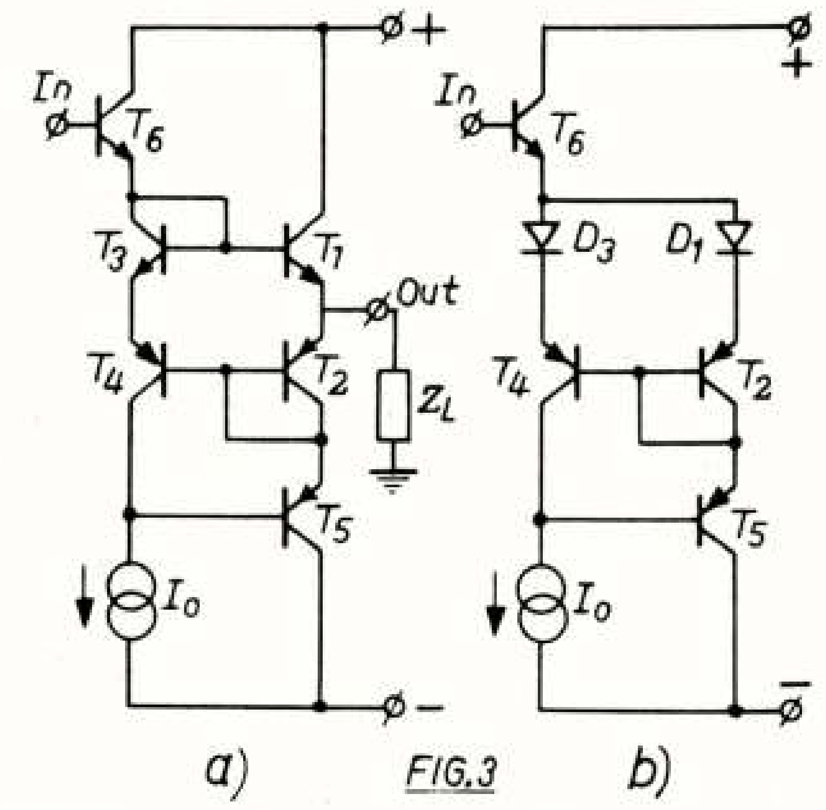


FIG.3

Klasse B uitgangstrap voor IC gebruik

We maken gebruik van de NPN stroomspiegel T1, T3 en de PNP spiegel T2, T4 en T5. De ruststroom wordt nu door de tegenkoppeling in de PNP stroomspiegel nauwkeurig op de rustwaarde I_o ingesteld. In fig. 3b is een vereenvoudigde uitvoering gegeven. De NPN stroomspiegel is hier door twee dioden D1 en D3 vervangen hetgeen toegelaten is door het geringe Early effect in deze transistors. De ruststroom I_o welke door D3 en T4 vloeit zorgt nu voor een passende basis emitterspanning welke eveneens wordt toegevoerd aan D1 en T2. Aangezien T2 en T4 met vrijwel gelijke collector basisspanningen werken zal ook door D1 en T2 eenzelfde ruststroom gaan vloeien. Transistor T5 regelt nu de ruststroom terwijl T2 en T4 een terugkoppeling verzorgen voor de juiste instelling. Voor positieve signalen vinden we de volgende werking. De ruststroom door T3 en T4 blijft gelijk en daardoor is ook de som van de basis emitter spanningen van T3 en T4 gelijk. Bij een toename van de collectorstroom van T1 neemt ook de basis emitterspanning toe. Hierdoor moet de basis-emitterspanning van T2 afnemen met dezelfde waarde als de toename van T1. Het resultaat is, dat de stroom door T5 moet afnemen, echter nooit nul kan worden waardoor ongewenste schakeleffekten worden vermeden. Voor negatieve signalen krijgen we eenzelfde werking zolang de basisstroom van T5 klein blijft t.o.v. I_o. Bij toename van de uitgangsstroom zien we dat er door toename van de basisstroom van T5 een verandering gaat optreden en er een maximum wordt opgelegd aan de uitgangsstroom, indien de basisstroom van

T5 gelijk wordt aan de ruststroom I_c. De maximale negatieve uitgangsstroom wordt nu $I_L = \beta_5 \times I_o$ waarna begrenzing optreedt. De uitgangsimpedantie is laag $(\frac{2kT}{3qI_o})$ en door de tegenkoppeling ter grootte β_5 in de PNP stroomspiegel wordt een geringe vervorming gevonden. (ca. 0.2% bij $\beta_5 = 40$)

Eenvoudige praktische uitvoering

In fig. 4 wordt een eenvoudig praktisch ontwerp gegeven.

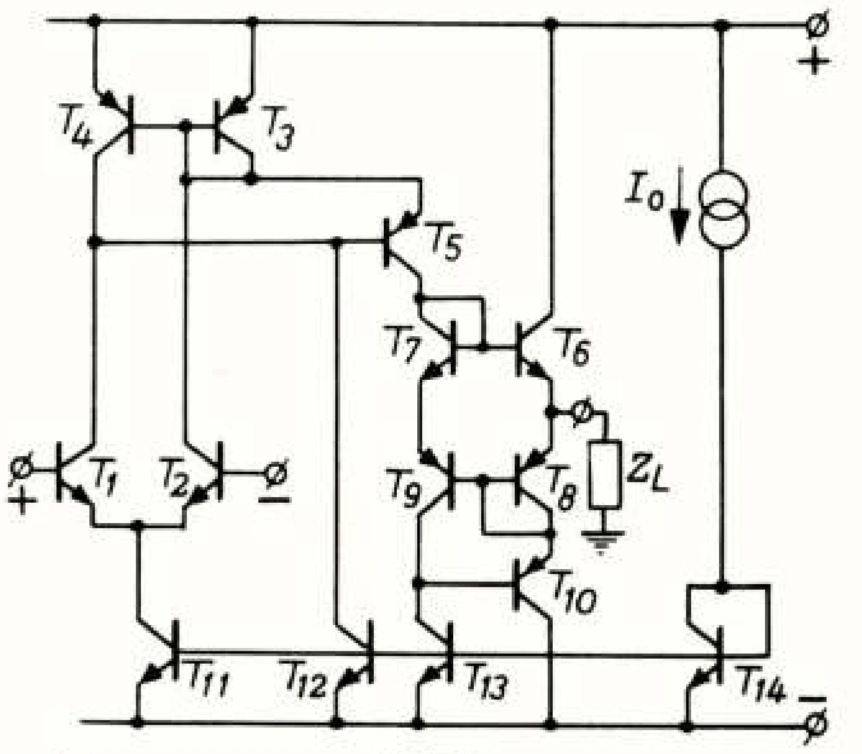


FIG.4

Praktische operationele versterker

We herkennen weer de ingangsverschiltrap T1, T2, de verschil naar enkelzijdig omzetter en niveauverschuiver T3, T4 en T5 en de klasse B eindtrap met T6, T7 en T8, T9 en T10. Als aktieve belasting wordt de collectorimpedantie van T13 gebruikt. T11 zorgt voor de instelling van het verschilpaar en T12 voor de ruststroom door T5 welke voor een goede werking gelijk aan de stroom door T13 moet zijn. De stroombron I_o welke uit een stroomstabilisatie schakeling kan bestaan zorgt met T14 voor de juiste instelstromen. De bandbreedte wordt bepaald door de steilheid van de ingangstrap en de collector capaciteit van T13. Een nadeel van deze eenvoudige versterker is dat slechts een maximale versterking van 10^4 bereikt kan worden. Voor een hogere versterking moeten we meerdere trappen in serie schakelen.

Frequentie compensatie bij meerdere versterkertrappen in serie

Voor frequentie compensatie kunnen we in eerste instantie drie methoden onderscheiden.

1. Versterkingsbeperking in de trap met grootste bandbreedte. Deze methode wordt weergegeven in fig. 5.

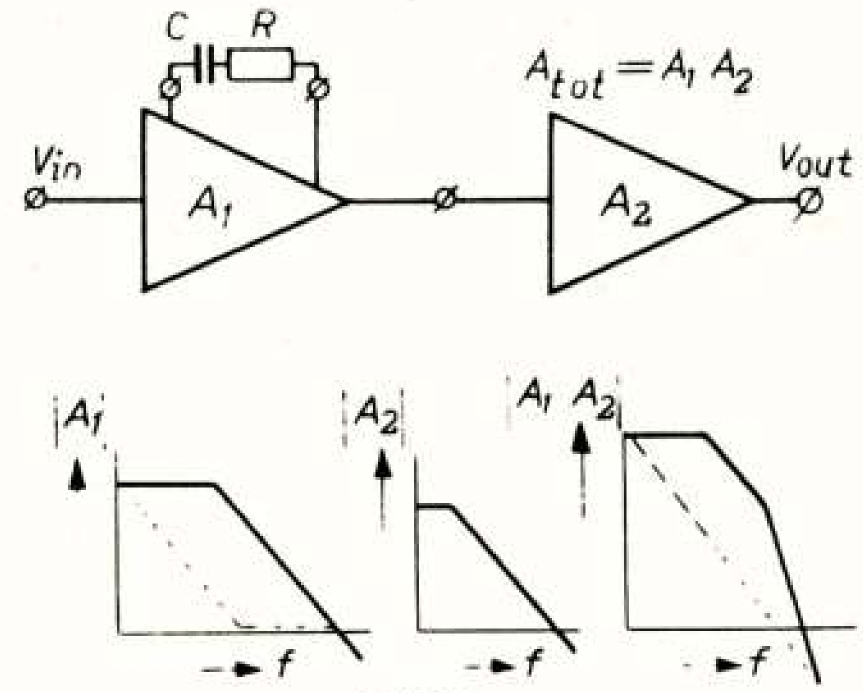


FIG.5

Versterkingsbeperkingtrap met grootste bandbreedte

De versterkertrap met de grootste bandbreedte is A1. Zonder compensatie treedt in het werkgebied ($A > 1$) een tweede orde frequentie afval op. Beperken we de frequentiekarakteristiek van de versterker A1 nu met een compensatie netwerk (R en C in fig. 5) zoals met de stippellijn is weergegeven, dan is het mogelijk in het werkgebied een eerste orde afval te verkrijgen. Een nadeel van dit systeem is, dat de bandbreedte van de gecompenseerde versterker wordt bepaald door de versterker met de kleinste bandbreedte.

2. Spanning/stroomomzetter met een Miller integrator. Bij deze methode maken we gebruik van het feit, dat een ingangstransistortrap werkt als een spanning/stroomomzetter met de steilheid g_m als omzet faktor. (fig. 6)

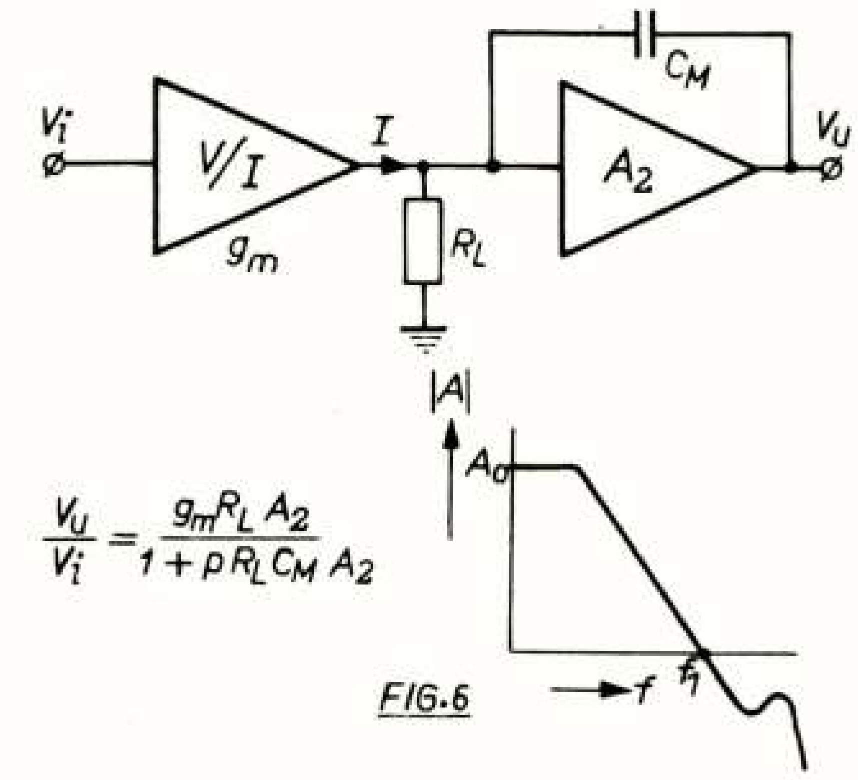


FIG.6

Compensatie met Miller integrator

De uitgangsstroom van de eerste trap wordt nu met behulp van een Miller integrator met capaciteit C_m omgezet in de uitgangsspanning. Een goede eerste orde afval ontstaat nu indien de bandbreedte van versterker A2 een orde groter is dan die van de totale gecompenseerde versterker. Bij lage frequenties wordt het stroomsignaal van de eerste trap over de tota-

le ingangsimpedantie R_L van A2 omgezet in een spanning en verder door A2 versterkt. Aangezien de capaciteit C_M een lage waarde heeft (5 - 30 pf) wordt deze methode veel in IC's toegepast. Door de grote spanningszwaai over de condensator dienen we een MOS type te gebruiken. (TBA221) Het enige probleem van dit systeem is, dat het moeilijk bruikbaar is in brede band versterkers, terwijl er bij de afvalfrequentie van de tweede trap pieken in de overdrachtfunktie optreden.

3. Eliminatie van versterkertrappen. Hierbij maken we gebruik van een sommator aan het eind van de versterkertrappen (fig. 7)

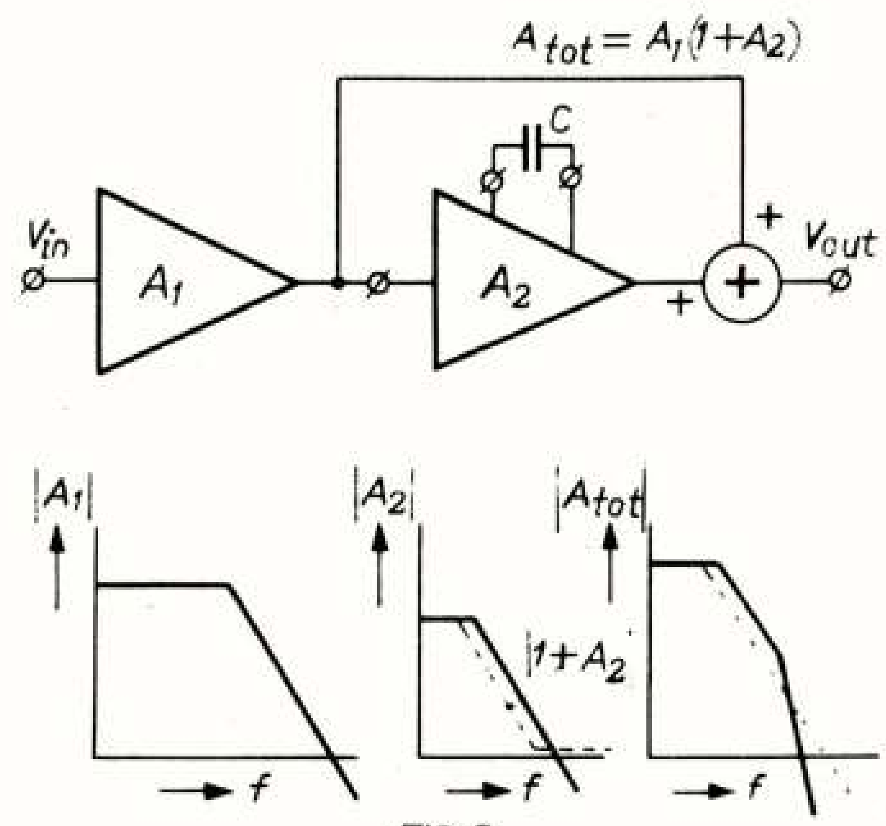


FIG.7

Eliminatie van versterkertrappen bij hoge frequenties

Het totale uitgangssignaal wordt als som van alle uitgangssignalen van de afzonderlijke versterkertrappen verkregen. Een zeer goede eerste orde afval kan nu worden verkregen door als funktie van de frequentie steeds versterkertrappen uit te schakelen waarna uiteindelijk slechts één trap n.l. de eerste (A1) overblijft. In dit geval dient men met een compensatie element (C) de bandbreedte van de versterker A2 te beperken. Het voordeel van dit systeem is dat slechts de eerste versterkertrap de bandbreedte van de totale gecompenseerde versterker bepaalt. Hiervoor kunnen we een trap met een grote bandbreedte kiezen. In principe geeft deze methode de meest ideale vorm van frequentie compensatie en in het ontwerp zullen we er naar streven dit systeem te gebruiken. Een groot probleem vormt echter de sommator aan het eind van de versterkertrappen welke een zeer grote bandbreedte moet hebben. In operationele versterkers zullen we gezien de eis van maximale spanningsbereiken aan de in- en uitgangsklemmen een stroomsommatie moeten toepassen.

HET KOPPELEN VAN VERSTERKERTRAPPEN

Koppelmethode voor versterkertrappen

Wensen we twee versterkertrappen te koppelen met een maximale versterking dan zullen we voor de eerste trap hoge belastingsweerstanden moeten gebruiken. Dit is in IC vorm ongewenst en daarom zullen we stroombronnen willen gebruiken. (fig. 8)

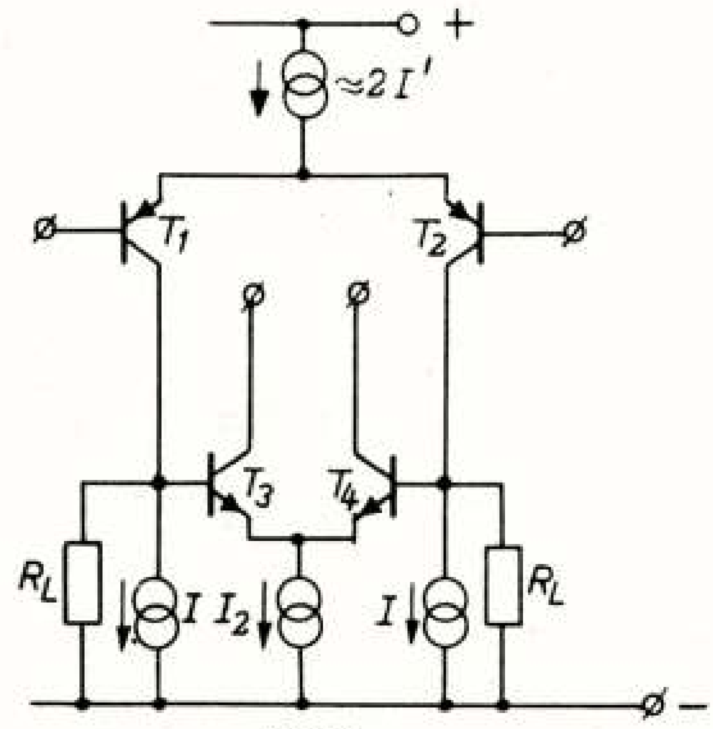


FIG.8

Basisschema van het versterker koppel probleem

Er ontstaat nu het probleem dat de stroombronnen I nauwkeurig moeten passen bij de collectorstromen van de PNP ingangstransistors T1 en T2. Een regeling van de stroombronnen I is nodig om ze passend te maken bij de infaze component van de collectorstromen van T1 en T2. Een uitvoeringsvorm van een dergelijk systeem wordt verkregen door het koppelen van twee stroomspiegels (fig. 9)

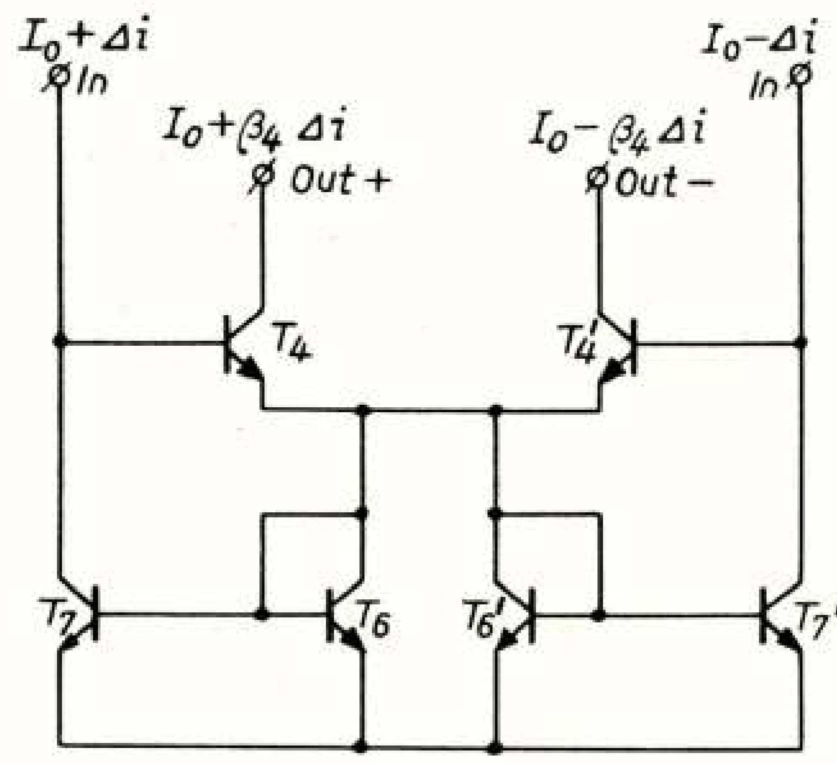


FIG.9

Koppelmethode met twee stroomspiegels

Wordt een infaze stroom I_0 toegevoerd, dan zal t.g.v. de terugkoppeling via T6, T7 en T6', T7' er eenzelfde stroom I_0 door de collectoren van T4 en T4' lopen. Een tegenfaze signaal Δi kan nu, doordat de basissen van T6, T7, T6' en

T7' verbonden zijn, alleen in de basis van T4 resp. T4' lopen en wordt nu met β_4 versterkt om het uitgangssignaal te geven. We zien nu dat T4, T4' de tweede verschiltrap (T3, T4 van fig. 9) voorstelt en T7, T7' stroombronnen zijn welke nauwkeurig passen bij het infaze ingangssignaal. Er wordt op deze wijze een optimale versterking verkregen. Doordat de versterkingsfaktor β_4 frequentie afhankelijk is krijgen we met een impedantie tussen de collectoren van T4 en T4' een tweede orde afval bij hoge frequenties. Door twee dioden en een condensator toe te voegen kunnen we bij een geschikt gekozen waarde voor C een exacte 1e orde afval krijgen (fig. 10)

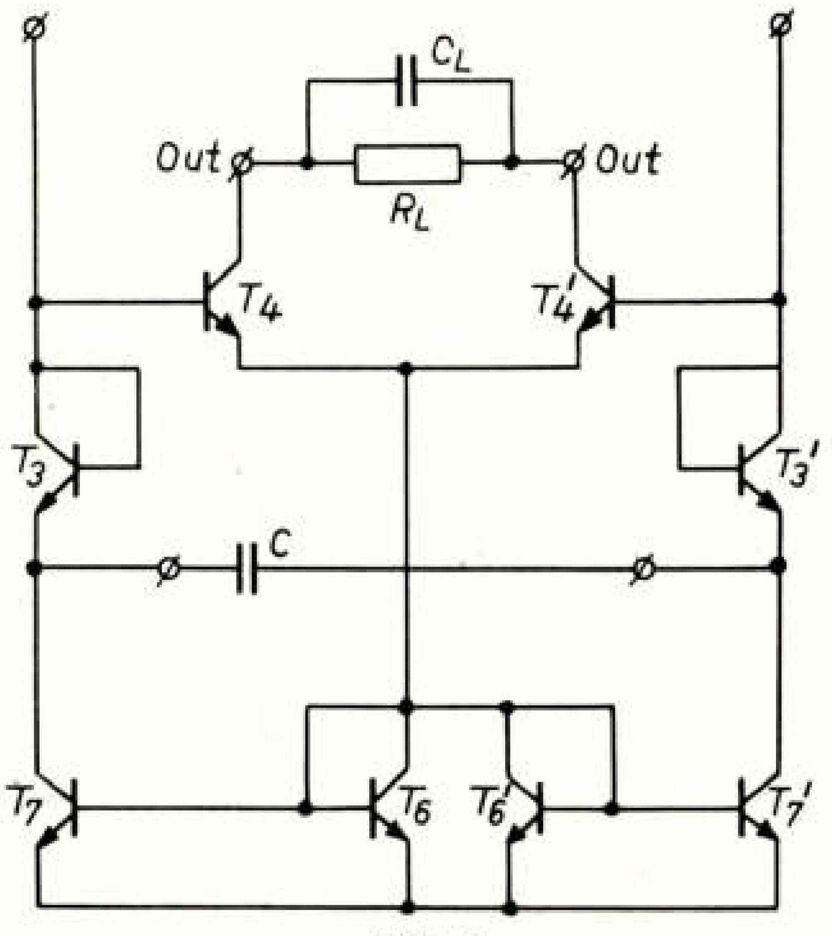


FIG.10

Koppelmethode met frequentie compensatie

Voor lage frequenties krijgen we dezelfde werking als bij fig. 9. Bij hoge frequenties verbindt de condensator nu de emittoren van T3 en T3' waardoor de gehele schakeling wordt gereduceerd in twee stroomspiegels welke de signaalstroom alleen inverteren voor keuze van gelijke transistors en stromen. In fig. 11 wordt het systeem van frequentie compensatie in Bode diagrammen verduidelijkt.

Fig. 11a geeft de belastingsimpedantie R_LC_L als funktie van de frequentie. De overdrachtsfunktie heeft de dimensie van een impedantie t.g.v. de beschouwing van de uitgangsspanning t.o.v. de ingangsstroom. De reduktie van de stroomversterking van T4 en T4' wordt getoond in fig. 11b. De enige beperking die aanwezig is, bestaat hierin, dat de totale gecompenseerde bandbreedte f_1 lager moet zijn dan $\frac{1}{2}f_t$ van de transistors. De totale overdrachtsfunktie toont fig. 11c voor verschil-

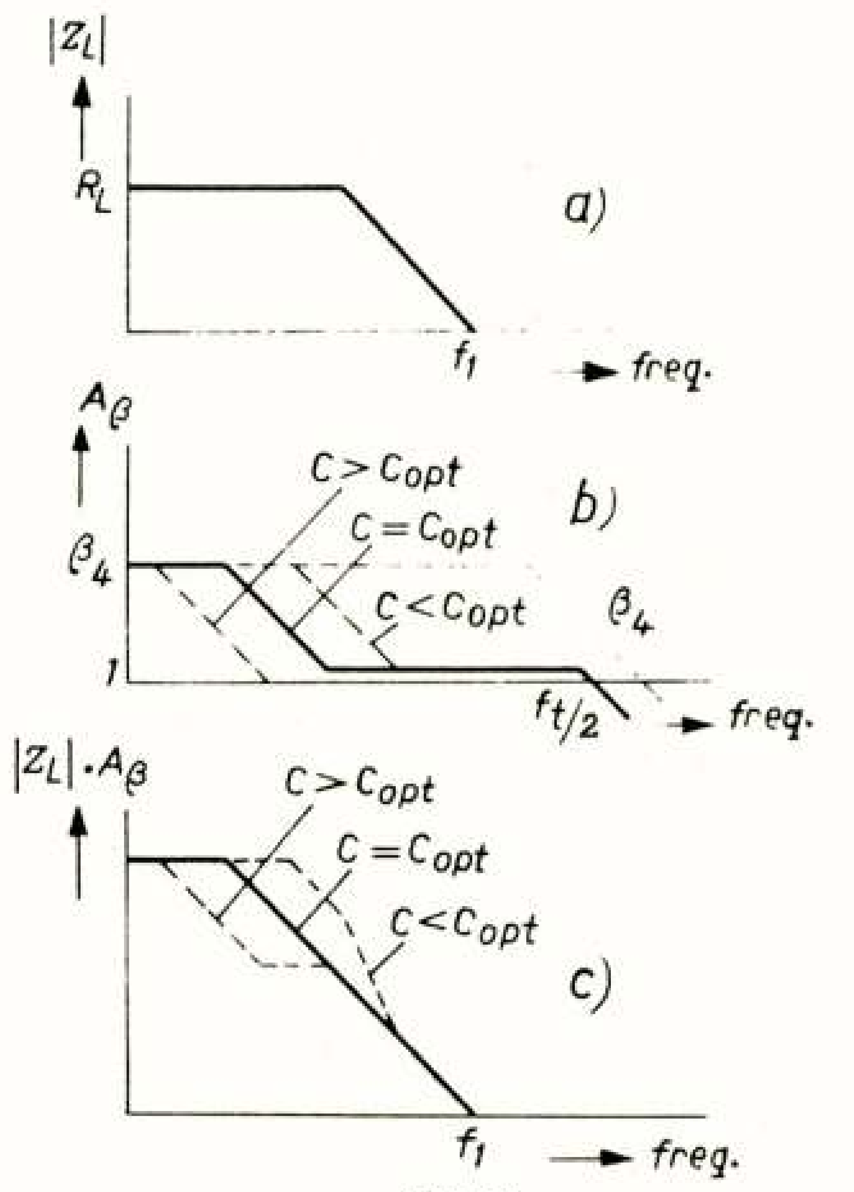


FIG.11

Frequentie compensatie systeem in Bode diagrammen

lende waarden van de compensatie capaciteit.

BEGRENZINGEN IN VERSTERKERS BIJ HOGE FREQUENTIE

"Slew rate" beperking in versterkers

Bij hoge frequenties en grote signalen treedt er in operationele versterkers nog een andere begrenzing op de zogen. "Slew rate limit". Hieronder verstaan we de maximale snelheid waarmee het uitgangssignaal zich kan wijzigen. In fig. 12 wordt een rekenvoorbeeld gegeven.

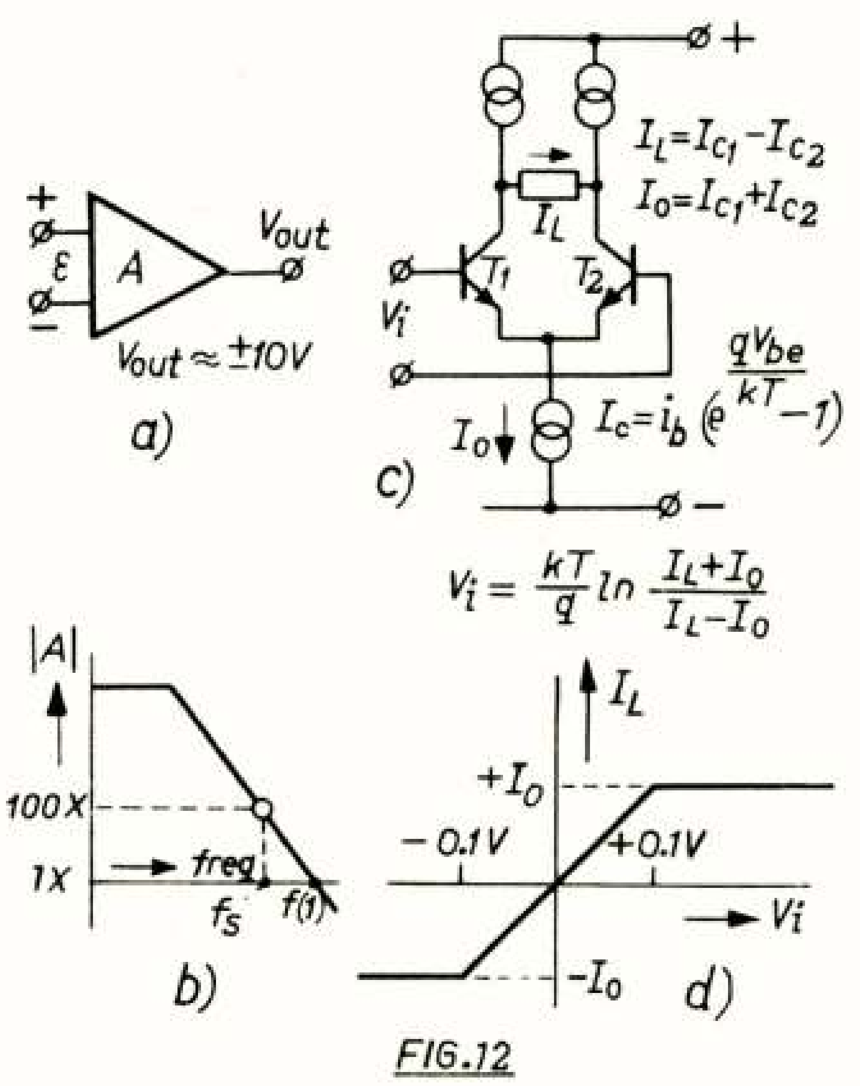
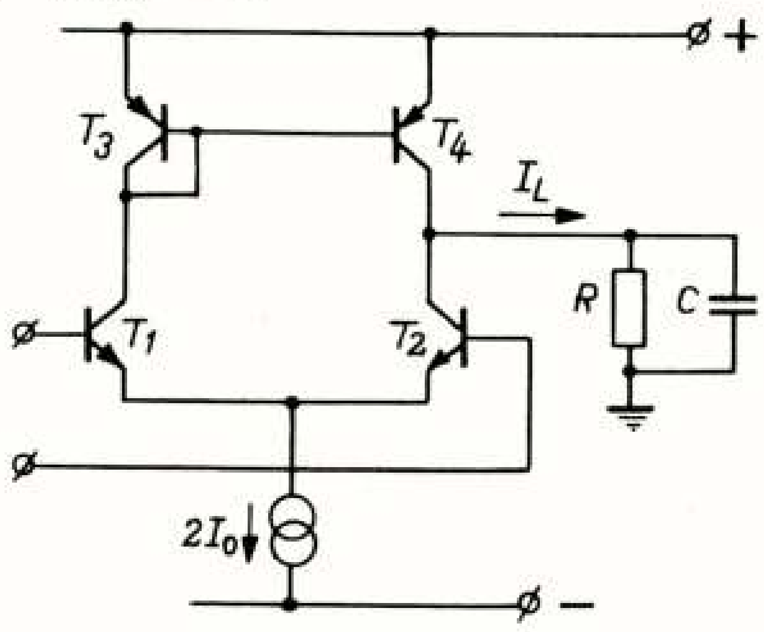


FIG.12

"Slew rate" rekenschema

Wensen we voor de operationele versterker in fig. 12a bij hoge frequenties een uitgangssignaal van $\pm$ 10 V te verkrijgen dan moet door de afname van de versterking, zoals gegeven in fig. 12 b, bij verhoging van de frequentie het ingangssignaal vergroot worden om hetzelfde uitgangssignaal te krijgen. Op een zeker ogenblik zal een verhoging van het ingangssignaal <u>geen</u> toename van het uitgangssignaal meer geven. We hebben nu de grens van het lineaire gebied van de versterker bereikt. Is nu de versterker opgebouwd uit verschiltrappen met bipolaire transistors bijvoorbeeld (fig. 12c) dan kunnen we de grootte van het lineaire gebied eenvoudig berekenen. Uitgaande van $I_c = i_b e^{\frac{qV_{be}}{kT}}$ kunnen we met $V_i = V_{be1} - V_{be2}$ en $I_{c1} - I_{c2} = I_L$, $I_{c1} + I_{c2} = I_o$ vinden dat $V_i = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_L + I_o}{I_L - I_o}$ waarbij I_L de belastingsstroom en I_o de staartstroom van het verschilpaar is. Voor het lineaire gebied vinden we nu $V_i = \pm$ 100 mV waarbij I_L op ca. 1% na de totale staartstroom voert. (fig. 12d) Wensen we nu $\pm$ 10 V uitgangssignaal dan is dus een minimale versterking van 100 nodig. In de frequentie karakteristiek (12b) kunnen we nu de frequentie f_s vinden waarbij dit nog juist mogelijk is. De slew rate S hangt nu nauw samen met deze frequentie; $S = 4V_{uit} \cdot f_s$ V/sec. Bij V_{uit} = 10 V top en f_s = 10 kHz volgt S = 0,4 V/usec. We vinden nu als eerste ontwerpkriterium dat voor een grote slew rate een groot lineair gebied van de versterker nodig is. Het is echter ook mogelijk op een andere wijze tot een ontwerp kriterium voor maximale slew rate te komen. Hierbij maken we gebruik van de bekende eerste orde frequentie afval van de versterker. (fig. 13)



$$f(1) = \frac{g_m}{2\pi C} \quad \left(\frac{1}{g_m} = \frac{KT}{qI_o}\right)$$
$$S = \frac{dV}{dT} = \frac{2I_o}{C} \text{ (slew rate)}$$
$$\frac{S}{f(1)} = \frac{4\pi I_o}{g_m}$$

FIG.13

"Slew rate" rekenschema met gebruikmaking van de 1e orde afval van de frequentiekarakteristiek

We veronderstellen, dat de stroomspiegel in het circuit ideaal is en zorgt voor een goede verschil naar enkelzijdig omzetting. We kunnen nu de frequentie f(1) berekenen waarbij de versterking één wordt. Deze wordt bepaald door de steilheid g_m en de parasitaire capaciteit C. $f(1) = \frac{g_m}{2\pi C}$ ($g_m = \frac{qI_o}{kT}$). De slew rate wordt nu bepaald door de maximale stroom waarmee we de condensator C kunnen laden. Deze bedraagt $2I_o$ indien of T1 of T2 alleen geleidt. We vinden nu voor de slew rate S; $S = \frac{dV}{dt} = \frac{2I_o}{C}$. Bij gelijkblijvende bandbreedte f(1) willen we nu de slew rate vergroten. Daartoe bepalen we de verhouding S/f(1). We vinden: $\frac{S}{f(1)} = \frac{4\pi I_o}{g_m}$. Voor een zo groot mogelijke slew rate moet nu de faktor I_o/g_m zo groot mogelijk zijn. Bij een bipolaire transistor vinden we volgens deze berekening bij een bandbreedte f(1) van 1 MHz een slew rate van 0,3 V/µsec. Kiezen we een FET dan ligt hierbij over het algemeen de verhouding I_o/g_m hoger zodat hierdoor automatisch een hogere slew rate wordt verkregen.

Aangezien de bandbreedte van de versterkers meestal wordt beperkt door de laterale PNP transistors en hierdoor een eindige slew rate wordt gedicteerd, zoekt men naar middelen om bij gegeven bandbreedte toch tot een vergroting van de slew rate te komen.

<u>Hoge slew rate ingangsschakelingen</u>

Door een speciale keuze van een ingangsschakeling is het eveneens mogelijk bij gelijkblijvende bandbreedte een hoge slew rate te behalen. We kunnen de faktor I_o/g_m vergroten door het toepassen van tegenkoppeling in de emitterleidingen van een verschilpaar. (fig. 14a)

Het is eenvoudig aan te tonen, dat voor de steilheid g_m' van de schakeling geldt:
$g_m' = \frac{g_m}{1 + g_m Re} \approx \frac{1}{Re}$ als $g_m R_e \gg 1$. De stroom I_o kan nu vergroot worden zonder dat de steilheid en daarmee de bandbreedte verandert. Praktisch is het op deze wijze mogelijk een verhoging van de slew rate met een faktor 10 te krijgen zonder dat de ingangsstroom en de temperatuurdrift extreem groot worden.

Bij lage collectorstromen kan het soms moeilijk zijn emitter tegenkoppeling toe te passen vanwege de grote weerstandswaarden. Daartoe wordt in een IC versie (fig. 14b) gebruik gemaakt van de stroomspiegels T3, T4 en T3', T4' bestaande uit laterale PNP transistors welke eenvoudig met meerdere collectoren zijn uit te voeren zonder vergroting van het oppervlak.

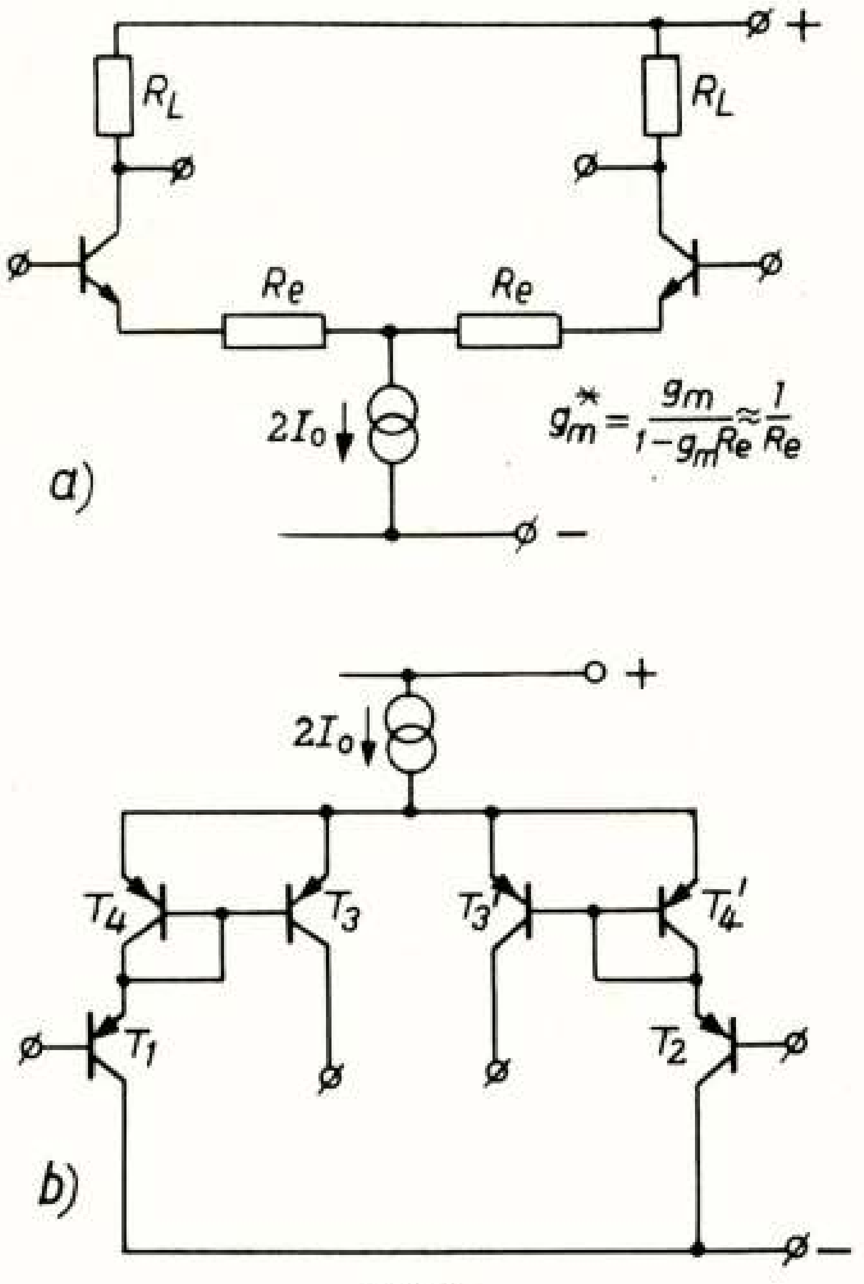


FIG.14

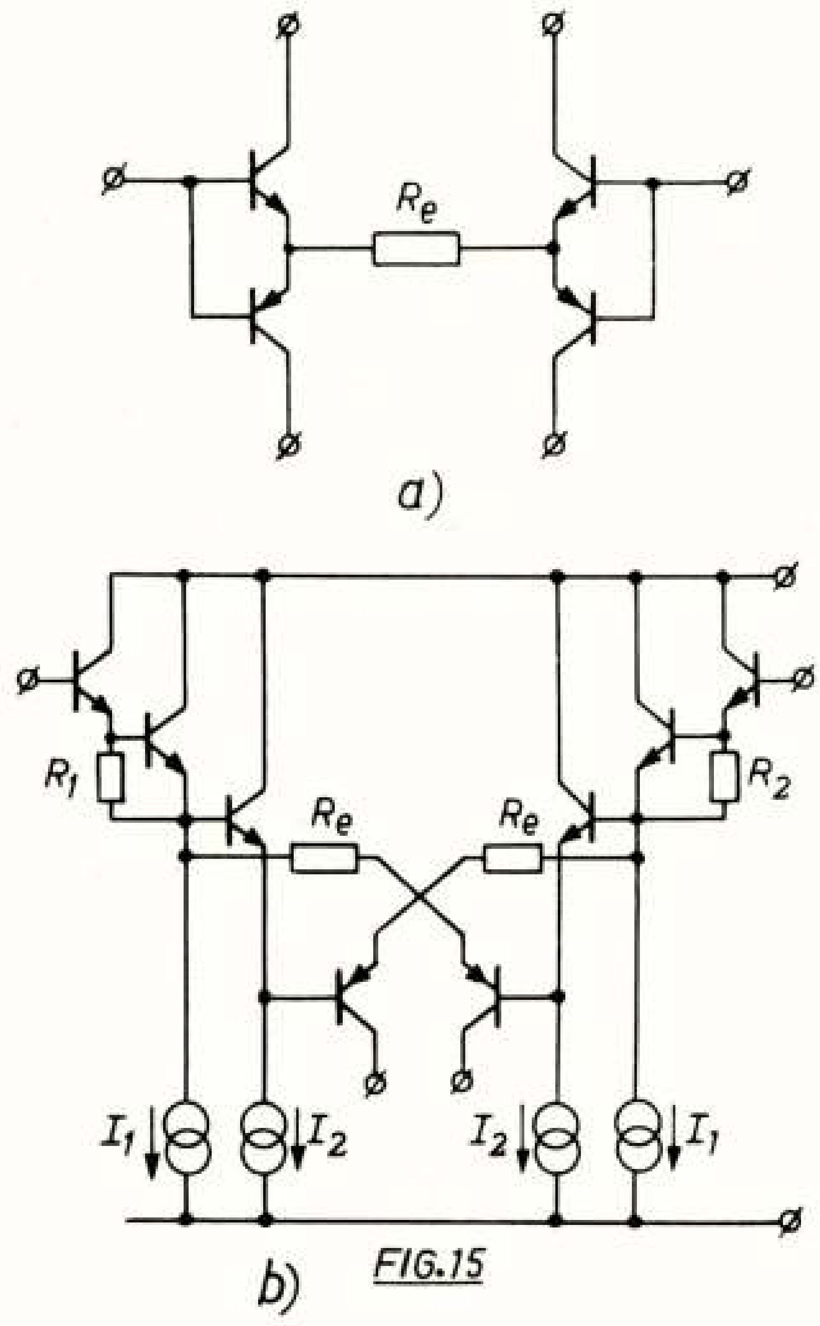


FIG.15

Ingangsschakelingen met een hoge "slew rate" verkregen door tegenkoppeling in de emittoren van het ingangspaar.

Ingangsschakelingen met een hoge "slew rate" verkregen door een vergroting van het lineaire gebied.

Door een keuze te maken in het emitteroppervlak welke de collectoren afschermen is het mogelijk een verhouding in de stroomspiegels in te bouwen zonder vergroting van het oppervlak. De PNP transistors T1 en T2 zijn zogenaamde substraat PNP's welke een hoge stroomversterkingsfaktor en een goede transitie frequentie hebben. Een lage ingangsstroom en redelijke bandbreedte zijn haalbaar. Dit systeem reduceert in eerste instantie de steilheid met een faktor twee waardoor de "slew rate" eveneens met een faktor twee wordt verbeterd. Door wijziging van de emitteroppervlakken van T3, T4 en T3', T4' kan de steilheid van de totale schakeling worden gewijzigd. Met een kleine compensatie capaciteit (ca. 5 pF) en frequentie compensatie methode 2 kan nu een goede eerste orde afval worden verkregen.

Een ontwerpprincipe voor een maximaal lineair bereik van de ingangsschakeling wordt gegeven in fig. 15a. Hiervoor gebruiken we een complementaire klasse B ingangsschakeling met een tegenkoppelweerstand R_e. De steilheid wordt weer bepaald door de weerstand R_e en daarmee de bandbreedte. Bij deze schakeling is in principe geen beperking in lineair gebied aanwezig. De slew rate wordt nu bepaald door de klein signaal stijgtijd van de versterker. Een praktische uitvoering geeft fig. 15b. Hierbij zijn extra emittervolgers toegevoegd om de ingangsstroom binnen de perken te houden. De weerstanden R_e bepalen weer de steilheid, terwijl de PNP transistors de niveauverschuiving verzorgen. Bij onjuiste dimensionering kunnen er bij de nuldoorgangen problemen optreden welke reeds bekend zijn van de klasse B uitgangstrappen (cross-over vervorming). Dit circuit verhoogt de slew rate van 0,3 V/μsec tot 35 V/μsec bij een bandbreedte van 1 MHz. Het bezwaar van deze schakeling is, dat de offset spanning t.g.v. het grote aantal emittervolgers groot is, terwijl door de klasse B werking een ongelijke opwarming van de ingangstransistors kan optreden waardoor een verhoogde temperatuurdrift ontstaat.

Praktische schakelingen van operationele versterkers met meerdere versterker trappen

We kunnen nu weereen praktisch circuit van een operationele versterker met twee versterkertrappen samenstellen (fig. 16)

We herkennen weer het ingangscircuit met de stroomspiegelterugkoppeling, de koppelmethode met frequentiecompensatie welke een stroomspiegel als belasting en verschil naar enkelzijdig omzetter in de collectoren heeft en de

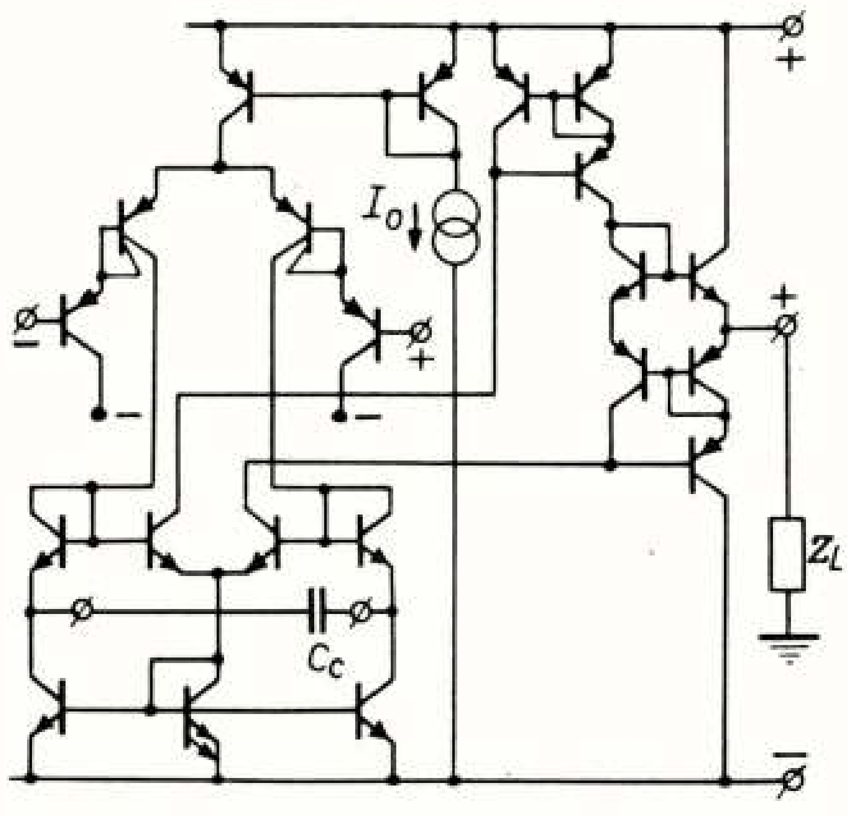


FIG.16

Eenvoudige operationele versterker

klasse B uitgangstrap. De ruststroom instelling geschiedt met een extra stroomspiegel en de stroombron I_0 welke door een stroomstabilisatieschakeling kan worden gegenereerd. Indien gewenst is het mogelijk de versterker te schakelen met de stroombron I_0, waardoor een extra schakelfunktie wordt verkregen. In fig. 17 wordt nogmaals een schema van een operationele versterker gegeven.

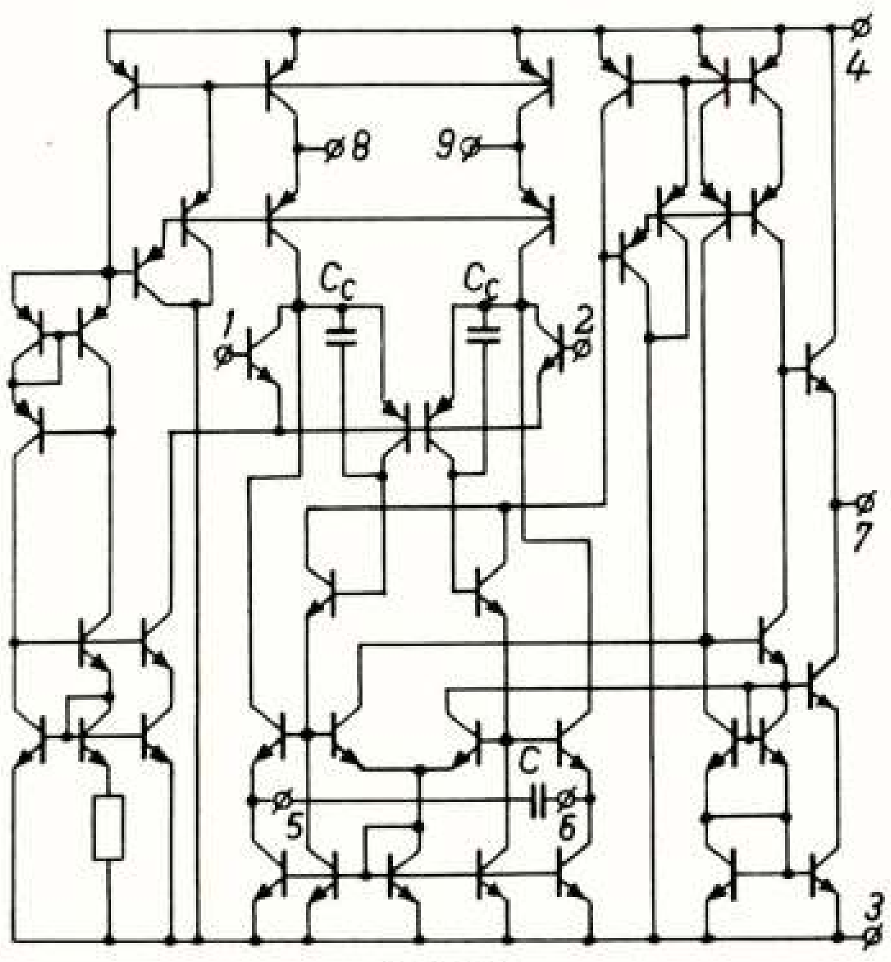


FIG.17

Brede band operationele versterker

Deze is volgens de beschreven ontwerpmethoden ontworpen. We zien dat de schakeling slechts transistors bevat en een enkele weerstand. De layout van deze schakeling wordt in fig. 18 getoond.

Het blijkt in de praktijk bij het tekenen van de layout wel eens moeilijk te zijn met een éénlaags bedradingspatroon uit te komen.

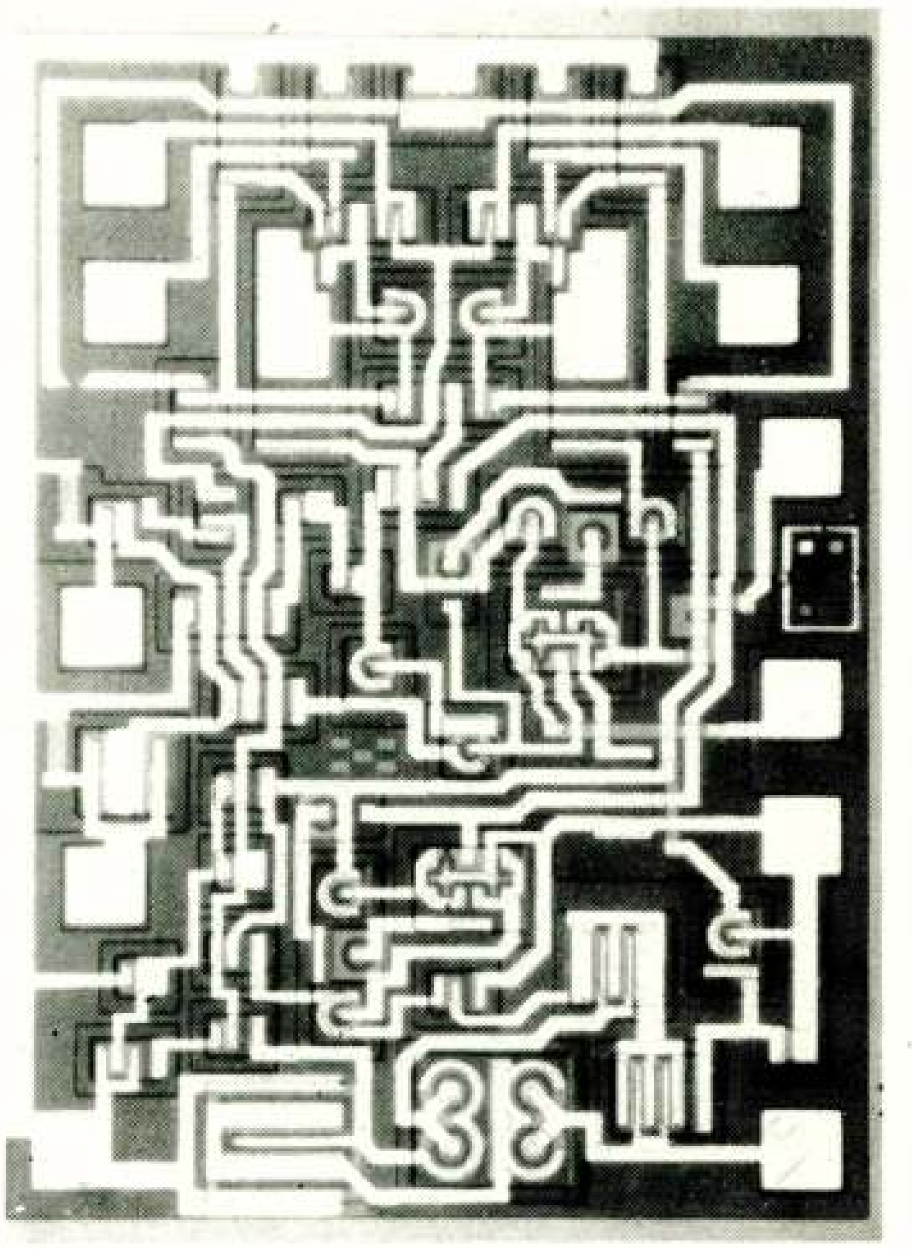


Fig. 18

Foto van het geïntegreerde circuit. De afmetingen zijn 1,6 x 1,1 mm.

Kruisingen moeten in de transistors gemaakt worden tussen de collector en basis aansluitingen. In uiterste nood maken we wel eens gebruik van een extra weerstand als kruising.

Nabeschouwing

Gaan we volgens de gegeven ontwerpmethoden te werk en maken we daarbij gebruik van de specifieke IC basisschakelingen dan zien we dat de ontwerpen vrijwel alleen transistors en een enkele laagohmige weerstand bevatten. De vrijheid om meer actieve componenten te gebruiken leidt al gauw tot het toevoegen van extra circuits, zoals bijvoorbeeld een stroomstabilisator. Hierdoor wordt ten opzichte van het discrete ontwerp een aanzienlijke verbetering in eigenschappen bij variabele voedingsspanningen bereikt. Bij het maken van de layout doen zich door het gebruik van alleen transistors problemen voor om een goed eenlaags bedradingspatroon zonder kruisingen te verwezelijken. Verder wordt door deze bedrading een vergroting van het oppervlak noodzakelijk, groter dan alleen voor de transistors zou zijn ingenomen. De beperking van dit artikel tot operationele versterkers is van ondergeschikt belang aangezien de oplossingen ook gelden voor andere bouwblokken. Verder zal het duidelijk zijn dat binnen het beperkte kader van het artikel

slechts een bepaald aspect van de ontwerpproblemen van IC schakelingen kan worden belicht.

Prof.Dr.Ir. J. Davidse	Grondslagen van de analoge IC elektronika. Zie voorgaand artikel in dit blad.
Th.J. van Kessel en R.J. v.d. Plassche	Integreerbare basisschakelingen voor analoge signalen. Philips Technisch Tijdschrift jaargang 32, 1971 No.1.
R.J. v.d. Plassche	A wideband operational amplifier with a new output stage and simple frequency compensation IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol SC-6 No.6 December 1971.

Voordracht gehouden op 1 febr. 1973 in de T.H. Delft, Afdeling der Electrotechniek.

HET ONTWERPEN VAN SCHAKELINGEN MET OPERATIONELE VERSTERKERS

Ir. Th. J. van Kessel

Philips Research Laboratories
Eindhoven - The Netherlands

Door de integratietechniek zijn uitgebreide schakelingen ter beschikking gekomen, die men als nieuwe componenten kan beschouwen. Deze componenten kunnen de gebruikers nieuwe mogelijkheden bieden als de bijbehorende electronica op de juiste wijze wordt toegepast. In dit artikel worden een aantal aspecten van deze electronica toegelicht.

INLEIDING

De integratietechniek heeft een nieuw soort electronici opgeleverd. Zij gaan niet meer uit van eenvoudige componenten, zoals weerstanden en transistoren, maar van uitgebreide schakelingen die tot stand zijn gebracht door collega electronici in samenwerking met technologen. Bij de toepassing van deze schakelingen hanteren zij de bijbehorende specificaties en vervangschema's en zij bekommeren er zich nauwelijks om hoe deze circuits intern zijn opgebouwd.

De voorgaande artikelen geven een inzicht hoe de electronica zich heeft aangepast aan de mogelijkheden van de integratietechniek en hoe met deze aangepaste electronica gecompliceerde schakelingen en in het bijzonder operationele versterkers kunnen worden samengesteld.

In dit artikel wordt als voorbeeld de operationele versterker gehanteerd. In een vervangschema worden een aantal relaties tussen de aansluitpunten, zoals zij van buitenaf zijn waar te nemen, aangegeven. Uit dit schema volgen een aantal schakelmogelijkheden die misschien kunnen aantonen, dat ook de electronica met operationele versterkers als componenten de nodige verrassingen kan herbergen.

DE OPERATIONELE VERSTERKER ALS COMPONENT

Een operationele versterker bestaat als component gezien, uit een blokje met een aantal aansluitklemmen. De relatie tussen deze klemmen kan men eventueel experimenteel bepalen en voorstellen zoals in fig. 1 is aangegeven.

Twee klemmen zijn gereserveerd voor twee voedingsspanningen, die meestal positief en negatief t.o.v. een nulleiding gekozen worden.

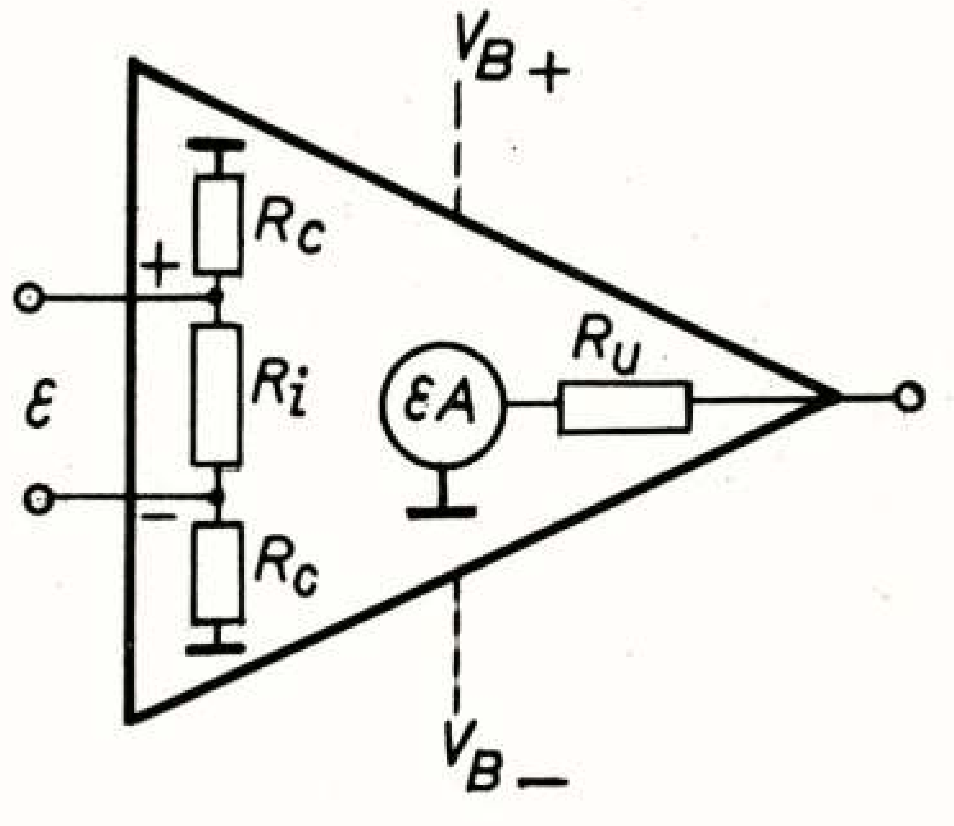


fig. 1 Schematische voorstelling van een operationele versterker.

Twee klemmen gedragen zich als ingangen van een versterker, de resterende als een uitgangsklem.

De twee ingangen vertonen een polariteit in mee- of in tegenfase t.o.v. de uitgang en worden hiermee overeenkomstig als een + en - ingang aangeduid. De versterkingsfactoren tussen de ingangen en uitgang bedragen resp. A+ en A-, waarbij dient te worden opgemerkt, dat bij goede operationele versterkers deze factoren zeer weinig verschillen.

De uitgangsklem gedraagt zich meestal als een spanningsbron met een inwendige weerstand Ru.

Tussen de ingangsklemmen onderling en t.o.v. de nulleiding, aarde, kan men een aantal ingangsimpedanties (Ri en Rc) onderscheiden, zoals in fig. 1 is aangegeven.

De frequentiekarakteristiek is bij het ontwerp van de operationele versterker zodanig vastgelegd dat deze beschreven kan worden met een enkele tijdkonstante, d.w.z.

$$A = A_o \frac{1}{1+j\omega\tau}$$

De versterking is reeds beneden 1 gedaald wanneer de tweede tijdconstante van de versterker in de overdracht een rol gaat spelen.

De amplitude - en de bijbehorende fazekarakteristiek van een goed gecompenseerde operationele versterker zijn in fig. 2 aangegeven. De versterking en de frequentie zijn beiden logarithmisch uitgezet. De frequentie (fc) waarbij de versterking 1 bedraagt wordt

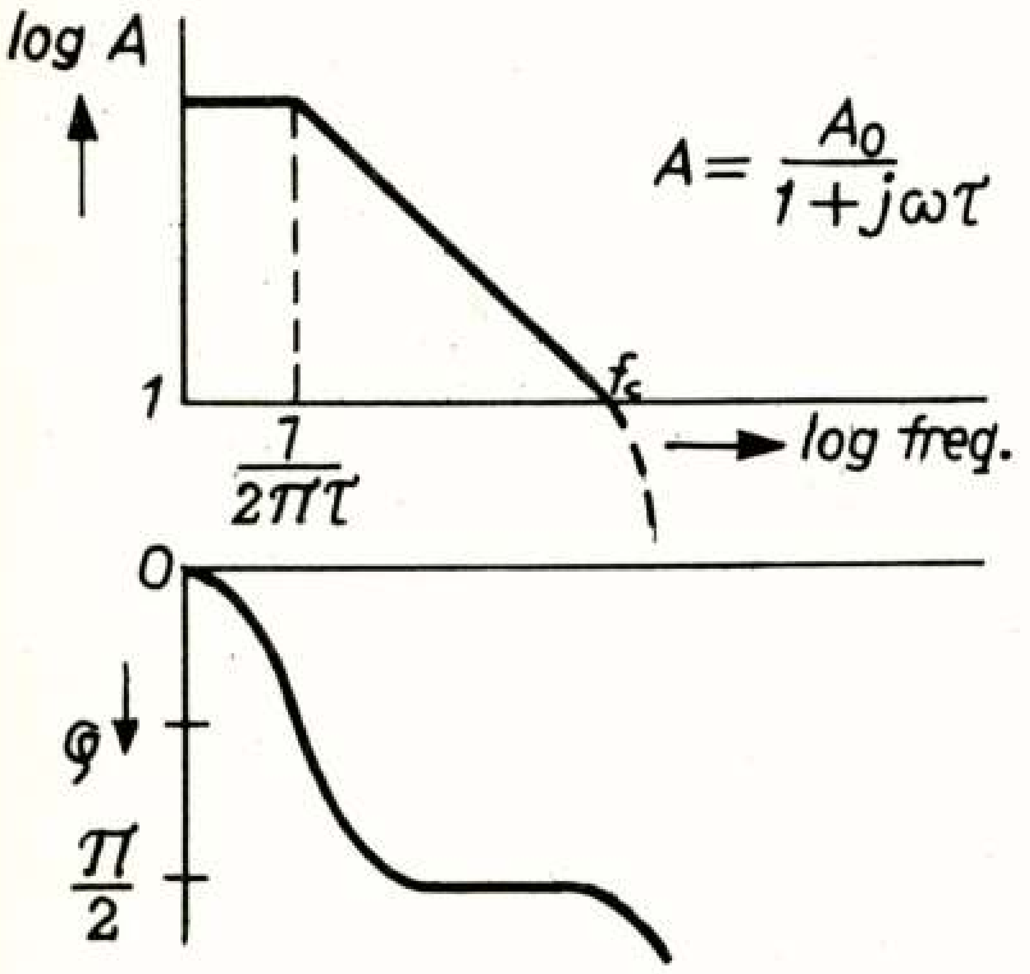


fig. 2. De amplitude - en fasekarakteristiek van een operationele versterker.

met "unity-gain frequency" aangeduid. Als de afval van de karakteristiek overeenkomt met die van een enkele RC-tijd met 6 db/oktaaf (helling 1) geldt: fc = A $^{1}/_{2\pi\tau}$

Deze karakteristiek geldt alleen voor signalen waarbij de versterker "snel" genoeg is. Een maat voor deze snelheid is de "slew-rate" opgegeven in volts/µsec. Deze waarde geeft de maximale variatie in signaalgrootte per tijdseenheid die de versterker aan de uitgang kan produceren. De betekenis van de "slew-rate" bij het bepalen van de frequentiekarakteristiek kan een voorbeeld het best illustreren. De maximale variatie in signaalgrootte van een signaal Acos ωt bedraagt Aω. Bij een slewrate van 1 V µsec kan bij een 100 kHz, sinusvormig signaal slechts een amplitude van $^{1}/_{2\pi 10^5 10^{-6}}$= 1.6 Volt onvervormd aan de uitgangs geleverd worden. Dit betekent dat bij het opnemen van de frequentiekarakteristiek van een dergelijke operationele versterker reeds bij 100 kHz een fout in de meting zou optreden, wanneer het uitgangssignaal 1,6 Volt zou bedragen.

TERUGKOPPELEN

Door de aanwezigheid van twee ingangen bij een operationele versterker zijn er twee mogelijke vormen van terugkoppelen en twee mogelijke aansluitingen van ingangssignalen. In totaal dus vier combinaties.

De twee gevallen waarbij de terugkoppeling van de uitgang naar de + ingang is aangebracht zullen tot instabiliteit van de schakeling leiden omdat hier sprake is van meekoppeling. Deze vorm van terugkoppeling wordt toegepast in multivibrator- en oscillatorschakelingen m.b.v. operationele versterkers. Deze groep van schakelingen zullen in dit artikel onbehandeld blijven.

De twee overblijvende combinaties zijn aangegeven in fig. 3. Als het signaal wordt toegevoerd aan de -ingang spreekt men van een inverterende schakeling; in het andere geval van een niet-inverterende of van een volgerschakeling.

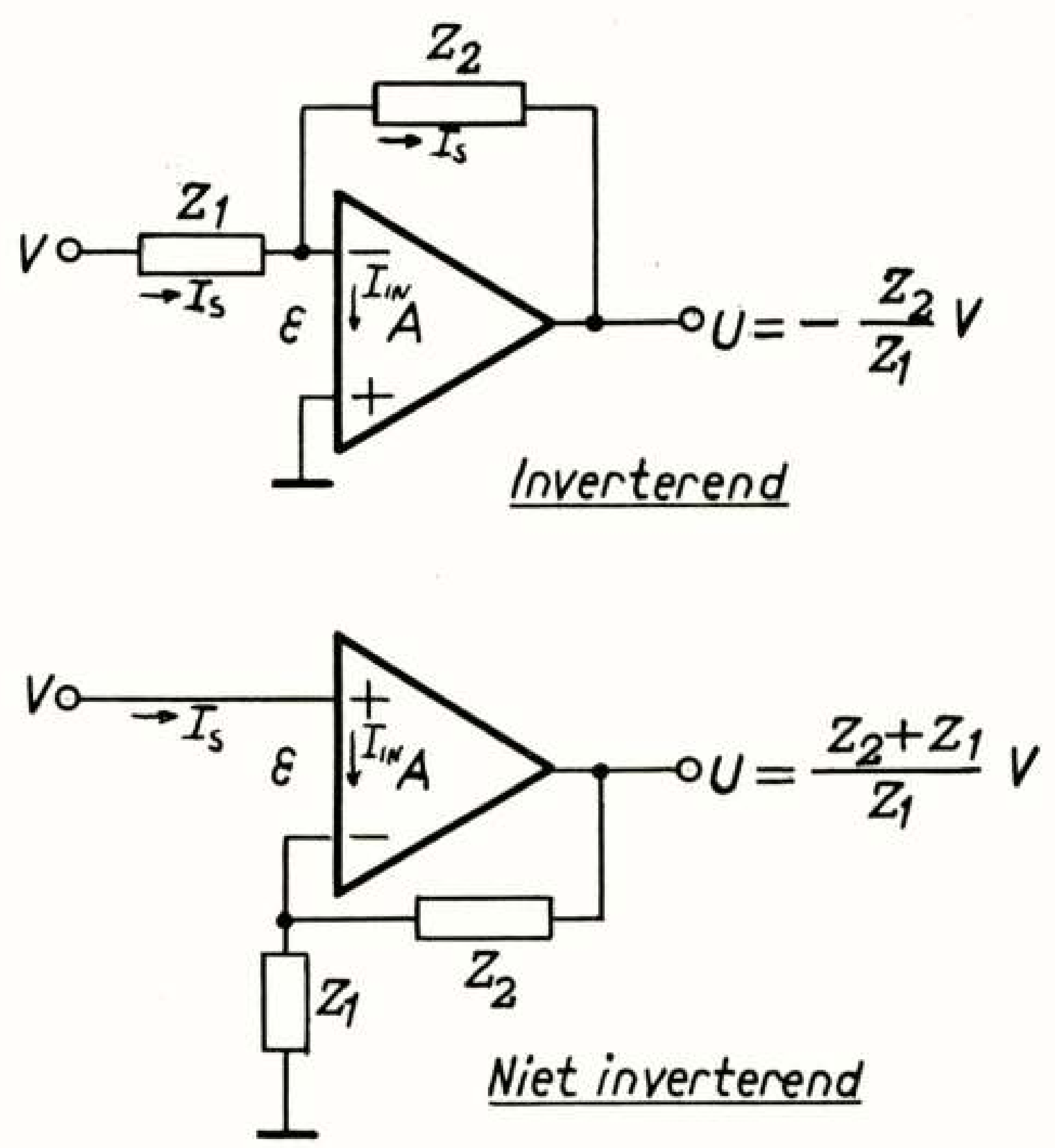


fig. 3. Een inverterende en een niet-inverterende schakeling m.b.v. een operationele versterker.

Inverterende schakeling

Het gedrag van de inverterende schakeling kan men eenvoudig inzien door de versterking A van de operationele versterker zeer groot te veronderstellen. Het ingangsverschilsignaal ε zal zeer klein zijn ($\varepsilon = U/A$), waaruit volgt:

a) De -ingang heeft dezelfde potentiaal als de +ingang en vormt dus in dit geval een virtuele aarde.

b) De ingangsstroom I_{in}, die de versterker opneemt, is zeer klein omdat $I_{in}R_i = \varepsilon$. Met R_i eindig en ε zeer klein betekent dit dat I_{in} ook zeer gering is.

c) De signaal stroom $I_s = V/Z_1$ zal derhalve geheel via Z_2 wegstromen. Hieruit volgt:

$$U = I_s Z_2 = -V \, Z_2/Z_1$$

De overdracht van de inverterende versterker is dus:

$$A' = U/V = -Z_2/Z_1$$

d) De ingangsimpedantie van de schakeling wordt geheel door Z_1 bepaald omdat de -ingang een virtuele aarde vormt. De ingangsimpedantie van de versterker speelt dus hierbij geen rol.

Niet inverterende schakeling

Op een identieke wijze als bij de vorige configuratie kan men het gedrag van de niet-inverterende schakeling weer geheel verklaren door te veronderstellen dat ε weer heel klein zal zijn en in dit geval dus de potentiaal op de -ingang de opgedrukte signaalpotentiaal op de +ingang zal volgen. Vandaar de "volger" benaming van deze schakeling.

Men mag dus weer concluderen

a) Omdat ε klein is geldt:

$$V = U \, Z_1/Z_1+Z_2$$

Hieruit volgt voor de overdracht:

$$A' = U/V = Z_1+Z_2/Z_1$$

b) De ingangsimpedantie van de schakeling is zeer hoog omdat in dit geval $I_s = I_{in}$.
Omdat ε klein is zal $I_{in} = \varepsilon/R_i$ en dus I_s door de volger-eigenschappen zeer sterk gereduceerd worden. De ingangsimpedantie is ongeveer $\left(1 + Z_1/Z_1+Z_2 \, A\right) R_i$ met parallel hieraan R_c (zie fig. 1).

De overdracht van de twee configuraties wijkt iets af van de gegeven relaties als de versterking niet oneindig groot is. Men kan berekenen dat dan geldt:

$$A' = -\frac{Z_2}{Z_1}\,\frac{1}{1+\mu} \qquad A' = \frac{Z_1+Z_2}{Z_1}\,\frac{1}{1+\mu}$$

$$\text{met } \mu = \frac{\left(1 + R_u/Z_2 + R_u/Z_{bel}\right)\left(1 + Z_2/Z_1 + Z_2/R_i\right)}{A - R_u/Z_2}$$

waarin Z_{bel} de belastingsimpedantie aan de uitgang van de versterker voorstelt.

Met deze relaties is in grote lijnen het gedrag van tegengekoppelde operationele versterkers gegeven- Men dient zich echter wel te realiseren dat de berekende overdracht slechts geldt als de tegenkoppeling bijv. door fasedraaiing geen instabiliteit veroorzaakt. Dit dient nader te worden bezien.

BESCHOUWINGEN OVER TERUGKOPPELEN

Bij het aanbrengen van een tegenkoppelnetwerk bij een versterker kan men een aantal effecten onderkennen. De overdracht wijzigt zich en wordt in een deel van het frequentiegebied door het netwerk bepaald. In het resterende deel van het frequentiegebied heeft de tegenkoppeling geen effect. Het overgangsgebied blijkt het gebied te zijn waar instabiliteit kan optreden en dat dus bij het aanbrengen van een tegenkoppeling nader onderzocht moet worden.

Overdracht bij tegenkoppelen

Een blokschema van een teruggekoppelde versterker met een versterking A en een terugkoppelfactor β wordt gegeven in fig. 4.

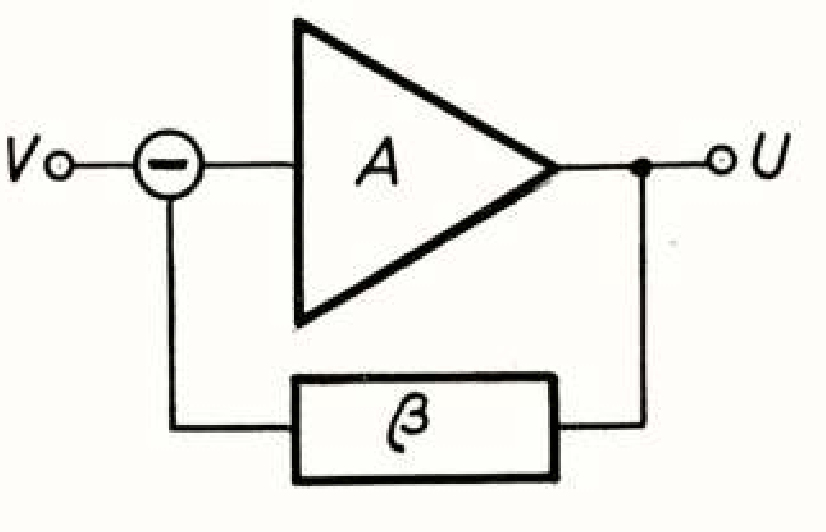


fig. 4. Schema van een teruggekoppelde versterker.

Hiervoor geldt de relatie $(V - \beta U)A = U$
Hieruit kan men de bekende formule voor de nieuwe versterking A', behorende bij de gesloten lus berekenen.

$$A' = U/V = A/1+\beta A$$

Afhankelijk van de waarde van $|\beta A|$ kan men drie gebieden onderscheiden:

a) $|A\beta| > 1$. Hieruit volgt $A' = 1/\beta$. De versterking van de gesloten lus wordt in dit gebied volledig door het terugkoppelnetwerk bepaald.

b) $|A\beta| < 1$. Hieruit volgt $A' = A$. De open en de gesloten lus versterking zijn in dit gebied identiek.

c) $|A\beta| = 1$. Bij deze voorwaarde kan instabiliteit van de schakeling optreden indien de bijbehorende fazedraaiing van $A\beta$ gelijk aan 180° of meer is. Een veilige fazemarge is 45°.

Bij het tegenkoppelen van operationele versterkers moet men deze gebieden onderscheiden en na gaan of in het overgangs-gebied ($|A\beta| = 1$) geen instabiliteit kan optreden. Een geschikt hulpmiddel hierbij vormt het Bode-diagram.

Het Bode-diagram

In het Bode-diagram worden de frequentie karakteristieken van de versterker en van het omgekeerde van de terugkoppelfactor (d.w.z. $1/\beta$) uitgezet. De absolute waarde van de overdracht wordt in db's uitgezet tegen een logarithmische frequentieschaal. De overdracht van een operationele versterker ziet er in het Bode-diagram dus overeenkomstig fig. 2 uit. Op eenzelfde wijze kan men de absolute waarde van het omgekeerde van de tegenkoppelfactor uitzetten. Dit is voor een ohmse tegenkoppeling gedaan in fig. 5.

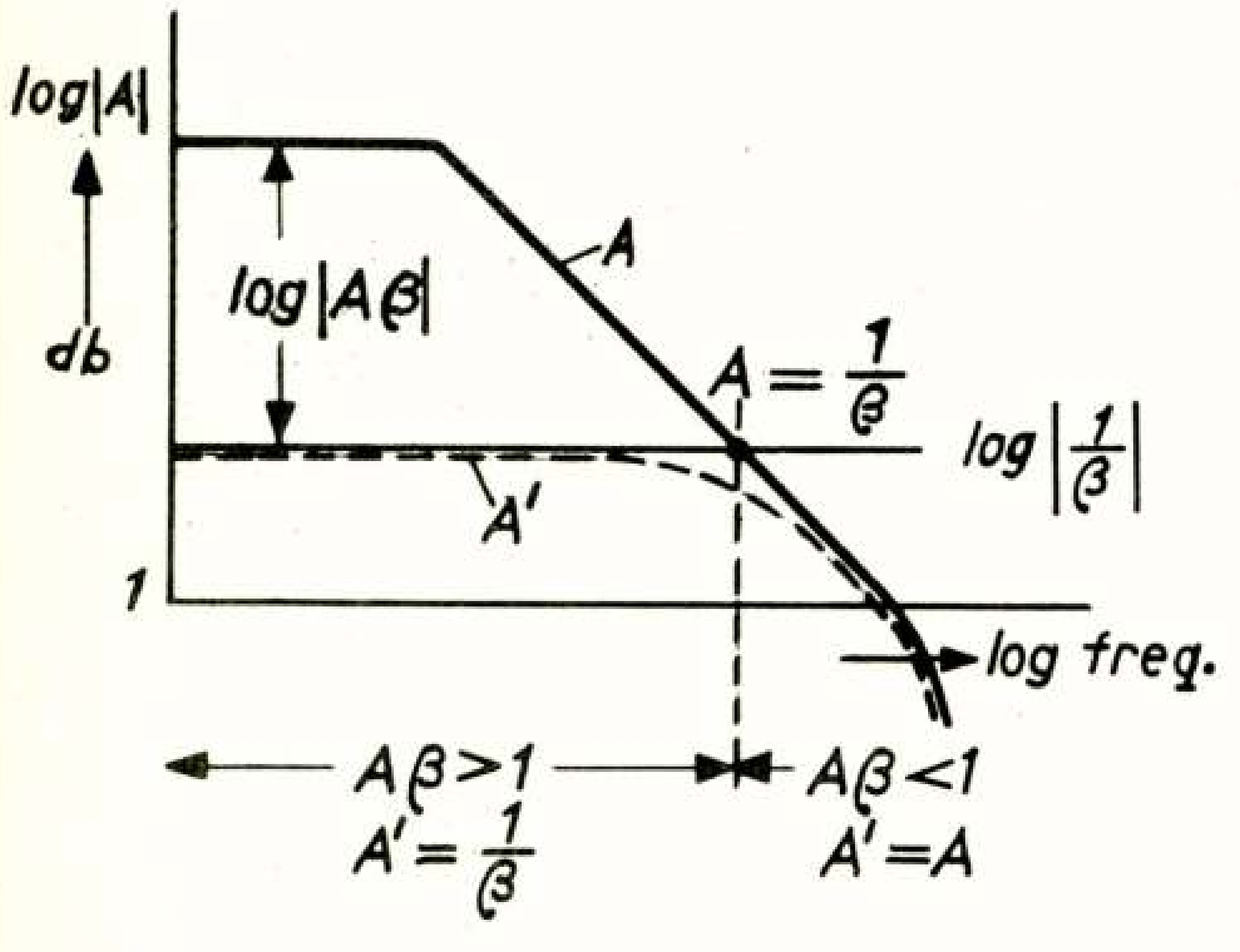


fig. 5. Bode-diagram van een operationele versterker met ohmse tegenkoppeling.

Uit het verloop van de hellingen in het diagram kan men de bijbehorende faze relatie afleiden. Zoals fig. 2 laat zien bedraagt de fazedraaiing 45° bij de frequentie, behorende bij het knikpunt. De draaiing neemt toe en blijft 90° zolang de karakteristiek met 6 dB/octaaf afvalt . Bij een volgend knikpunt waarbij de afval overgaat op 12 db/octaaf (helling 2) behoort 135° fazedraaiing; Deze neemt toe tot 180° in het frequentiegebied met constante afval van 12 db/octaaf.

De gebieden $|A\beta| > 1$ en $|A\beta| < 1$ zijn eenvoudig in het Bode-diagram aan te geven. Uit het voorgaande is ook duidelijk dat ten gevolge van de tegenkoppeling de nieuwe overdracht gegeven wordt door de stippellijn. Het kritische punt $|A\beta| = 1$ of $|A| = |1/\beta|$ komt overeen met het snijpunt van versterker- en de $1/\beta$ lijn. Is de hoek tussen deze twee lijnen kleiner dan de hoek, behorende bij een afval van 12 db/octaaf (helling 2) dan kan men hieruit afleiden dat de totale fazedraaiing van $A\beta$ kleiner dan 180° is en de teruggekoppelde schakeling stabiel is.

In fig. 6. is een differentierende tegenkoppeling aangebracht. Het bijbehorende Bode diagram laat zien, dat in het snijpunt van de lijnen de fazedraaiing 180° bedraagt en de schakeling derhalve instabiliteit zal vertonen bij de frequentie behorende bij het snijpunt.

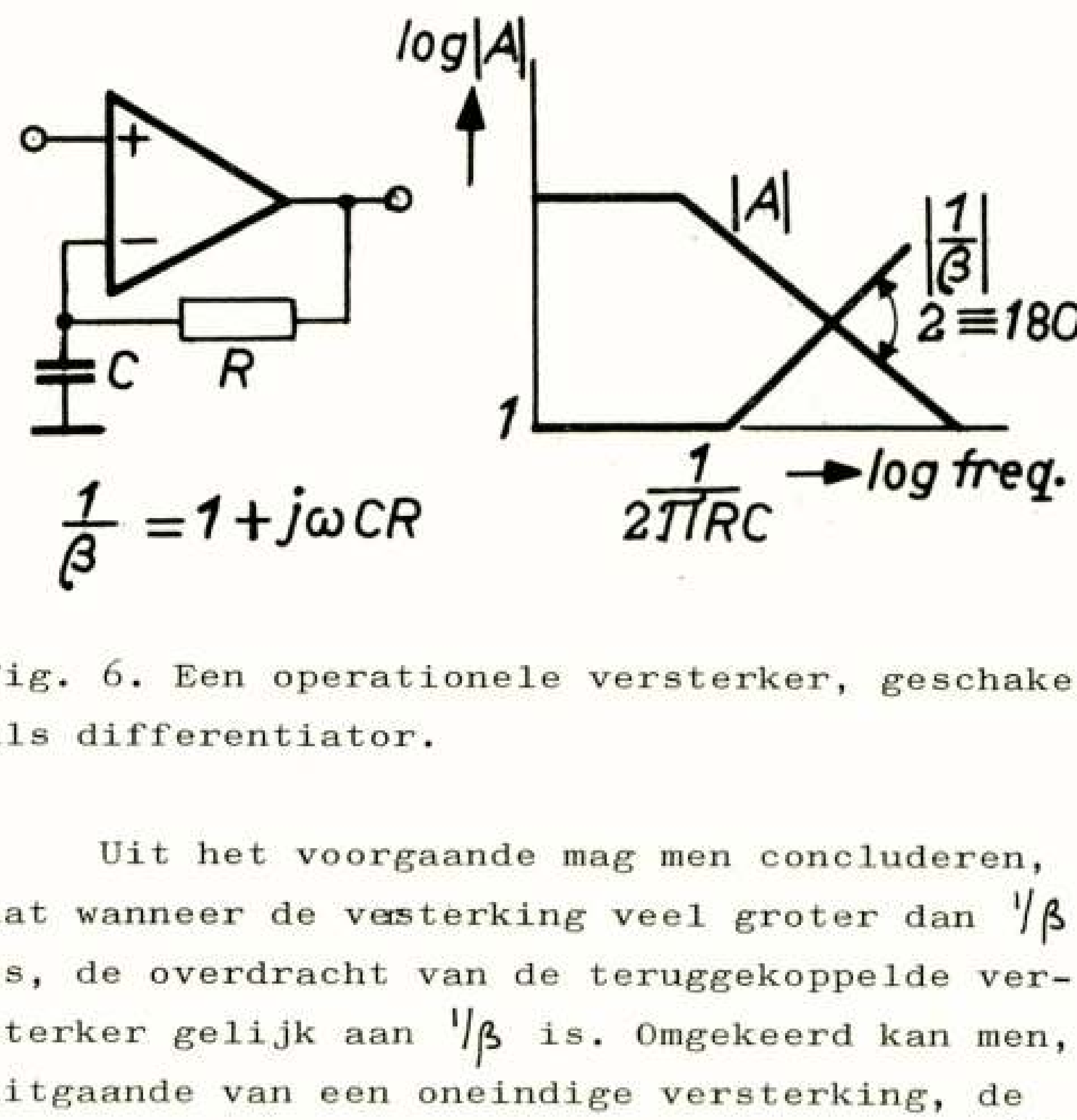


fig. 6. Een operationele versterker, geschakeld als differentiator.

Uit het voorgaande mag men concluderen, dat wanneer de versterking veel groter dan $1/\beta$ is, de overdracht van de teruggekoppelde versterker gelijk aan $1/\beta$ is. Omgekeerd kan men, uitgaande van een oneindige versterking, de overdracht uitrekenen en op deze wijze de $1/\beta$ karakteristiek bepalen.
Door deze $1/\beta$ karakteristiek in het Bode-diagram uit te zetten tegen de werkelijke versterkerkarakteristiek kan men de stabiliteit onderzoeken. Deze methode is juist, al moet men goed onderkennen wat men doet. Het volgende voorbeeld kan dit illustreren.

Stabiliteit bij een integratorschakeling

Met behulp van een operationele versterker kan men een integrator samen stellen zoals in fig. 7a is aangegeven.

De schakeling is inverterend en de overdracht is $A' = -Z_2/Z_1 = -1/j\omega CR$

Als men uitgaat van de redenering dat de overdracht gelijk is aan het omgekeerde van de terugkoppelfactor verkrijgt men het Bode-diagram als in fig. 7b.

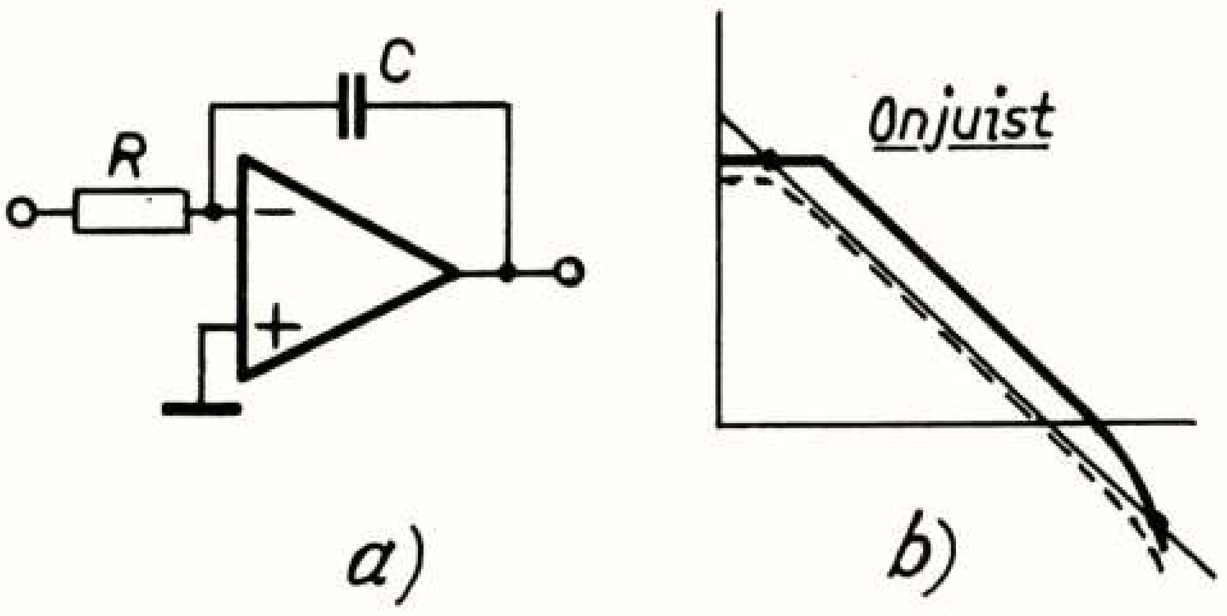


fig. 7. Een operationele versterker, geschakeld als integrator.

Hieruit zou men moeten concluderen, dat er geen stabiliteitsproblemen zullen voordoen omdat in beide snijpunten (d.w.z. $|A| = |1/\beta|$) de hoeken tussen de snijlijnen bij een helling van 6 db/octaaf passen en dus een fazehoek voor $A\beta$ van 90° te verwachten is.

De redenering is echter onjuist omdat men vergeten heeft bij de berekening van de overdracht te onderkennen, dat het terugkoppelnetwerk Z_1, Z_2 zowel het ingangssignaal verzwakt als de tegenkoppeling verzorgt. Deze twee effecten samen bepalen de overdracht. Men mag hier dus niet stellen, dat de overdracht gelijk is aan het omgekeerde van de tegenkoppelfactor. Via het superpositie theorema kan men deze twee effecten apart berekenen zoals in fig. 8 duidelijk gemaakt wordt.

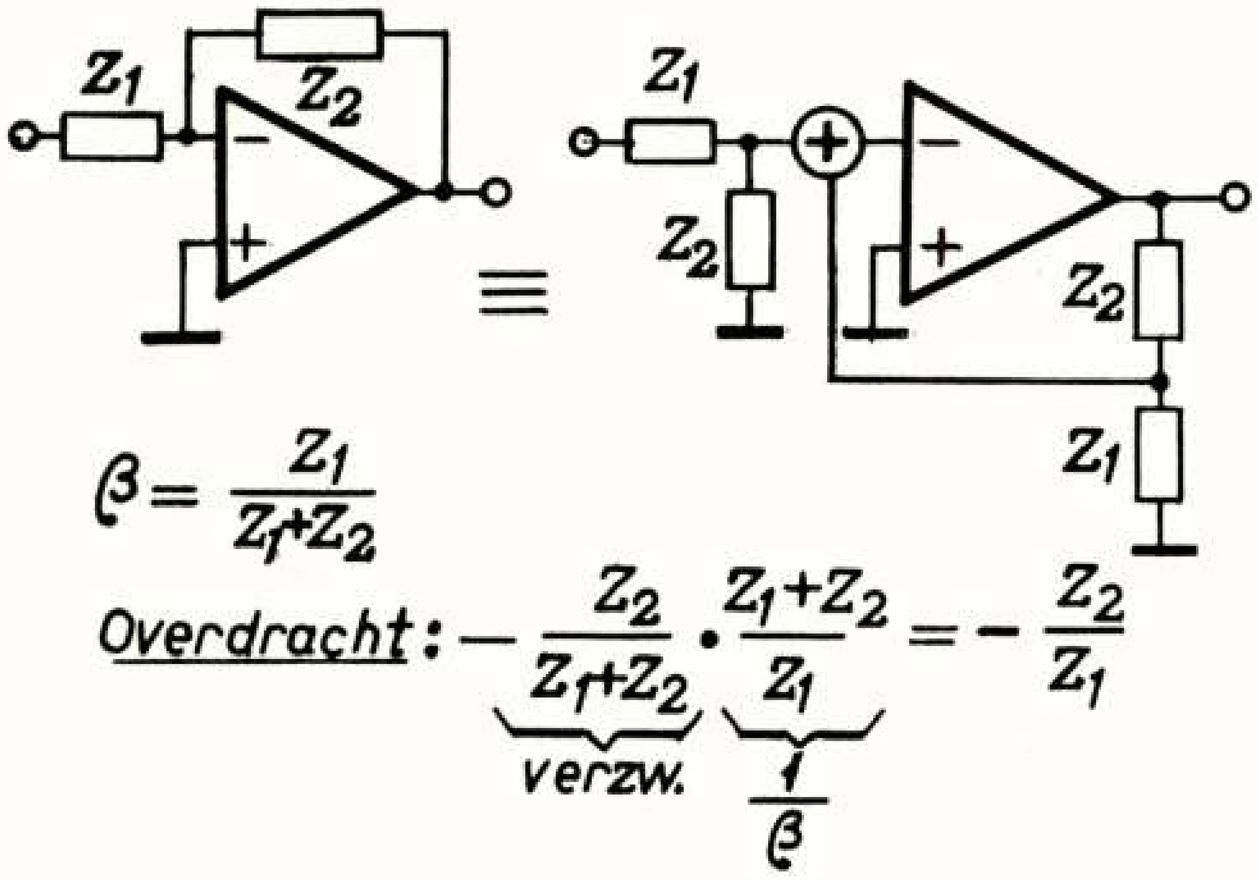


fig. 8. Superpositie theorema, toegepast op een inverterende operationele versterker schakeling.

De overdracht is gelijk aan het product van de verzwakker en het omgekeerde van de tegenkoppelfactor.

Het Bode-diagram van een integrator, zoals in fig. 7 werd gegeven is dus onjuist en moet getekend worden als in fig. 9. Bij een integratorschakeling snijdt de $|1/\beta|$ lijn

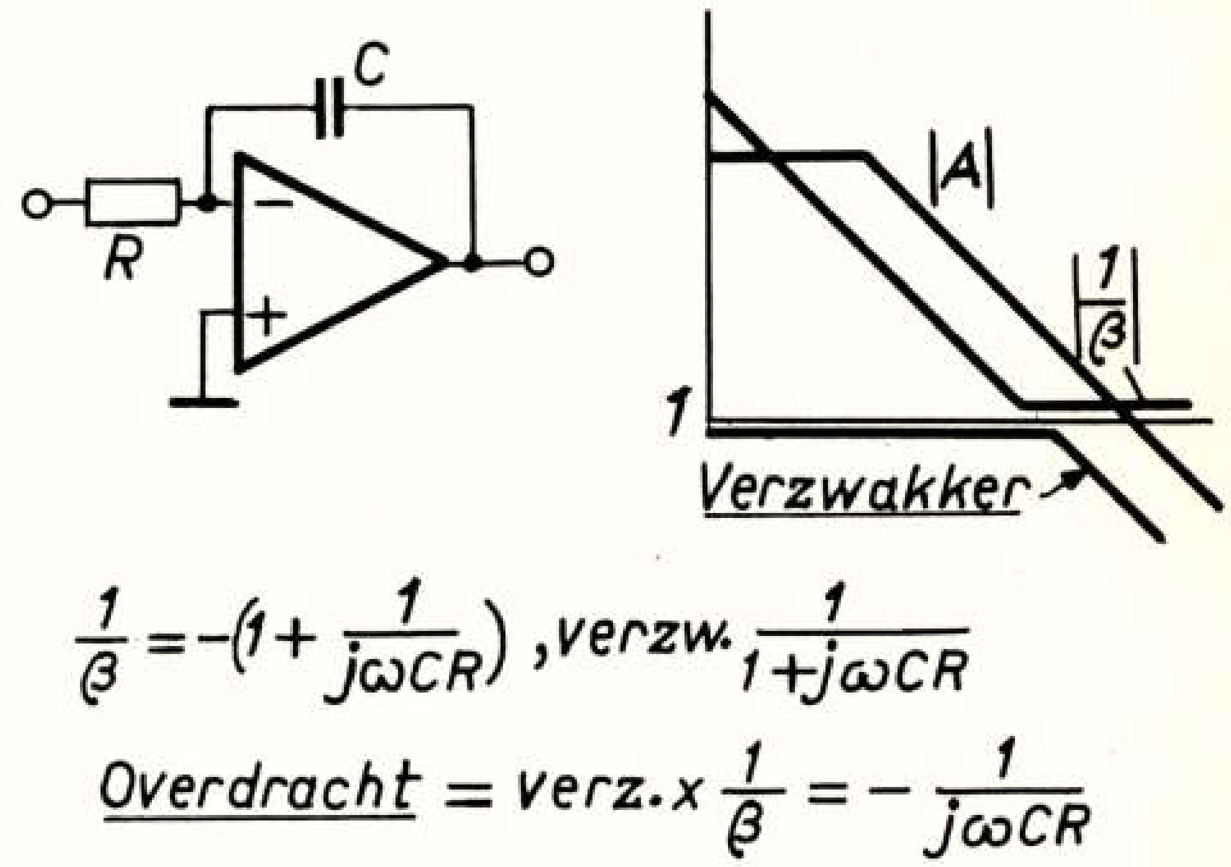


fig. 9. Integrator schakeling met bijbehorend Bode-diagram.

de versterkerkarakteristiek in het punt $|A| = 1$ Een integrator vraagt dus een operationele versterker die bij de "unity-gain" frequentie nog een afval van 6 db/octaaf vertoont.

Uit deze beschouwing zal duidelijk zijn, dat het aanbrengen van een capaciteit parallel aan de terugkoppelimpedantie Z_2 beslist niet tot stabiliteitsverhoging behoeft te leiden. Het volgende voorbeeld kan dit illustreren.

Een operationele versterker, met weerstanden tegengekoppeld, wordt capacitief belast. Ten gevolge van de uitgangsimpedantie van de versterker, zal in de versterker een extra fazedraaiing optreden, waardoor de karakteristiek een tweede knik bij $f = 1/2\pi R_u C_L$ gaat vertonen. De tegenkoppeling veroorzaakt instabiliteit, zoals uit het Bode-diagram (fig. 10) blijkt.

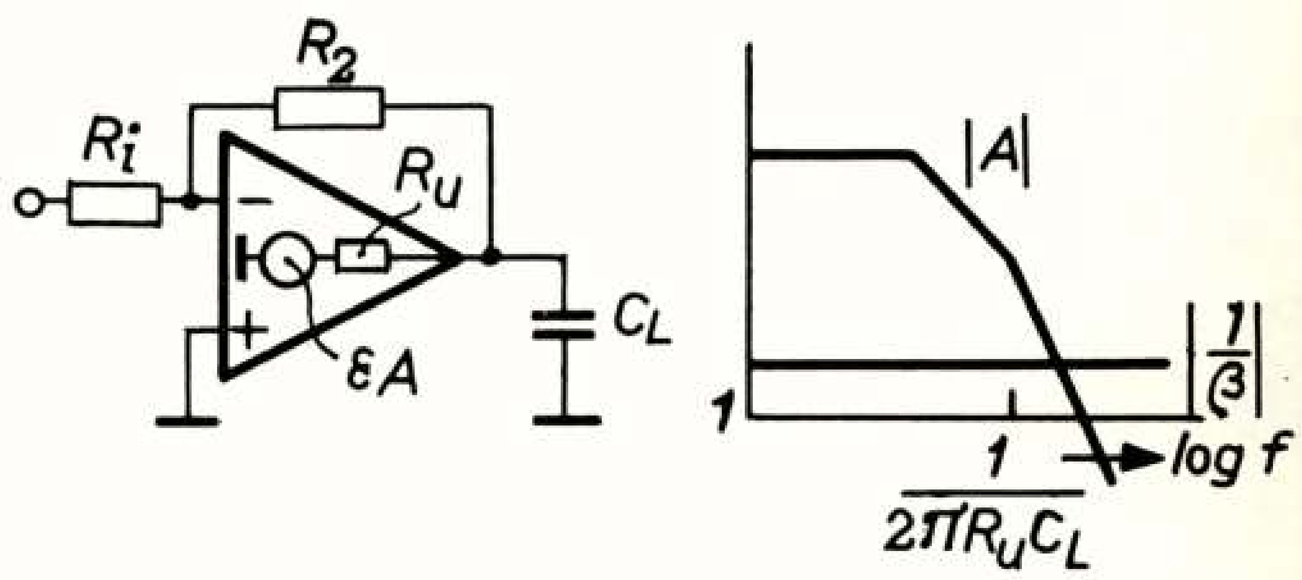


fig. 10. Bode-diagram van een capacitief belaste teruggekoppelde operationele versterker.

Ter verhoging van de stabiliteit brengt men vaak een kleine capaciteit parallel aan R_2 aan. Het Bode-diagram wijzigt zich overeenkomstig fig. 11. De waarde van deze capaciteit moet juist gekozen worden: C_1 zou de oscillatieverschijnselen slechts vergroten.

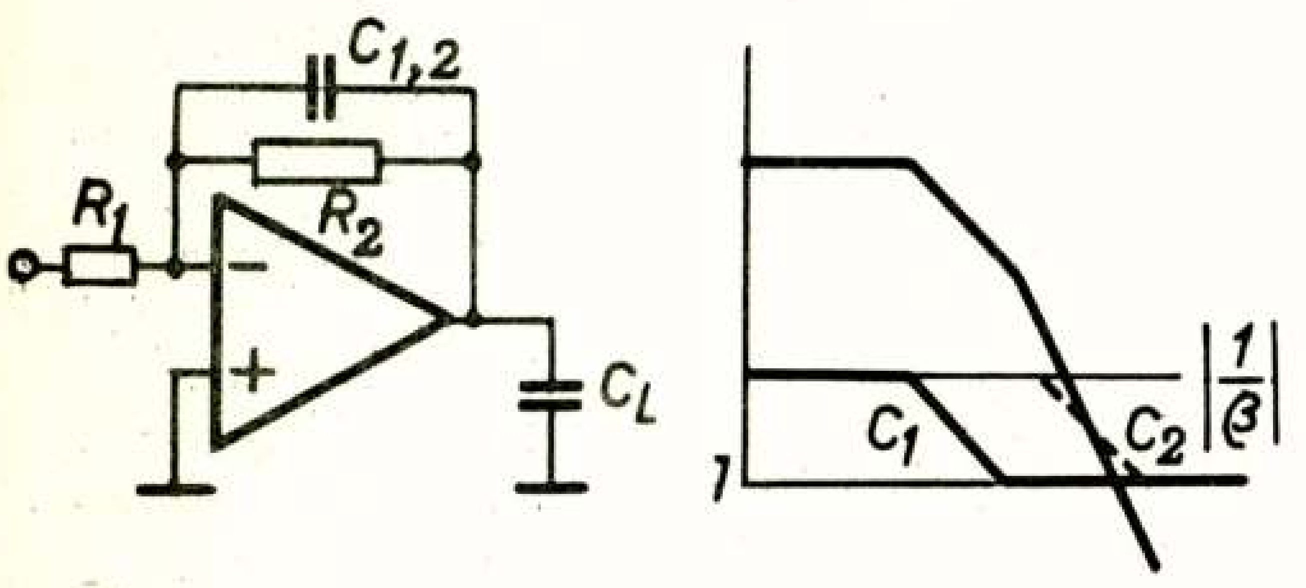


fig. 11. Bode-diagram van de schakeling van fig. 10 met compensatie capaciteit C_1, C_2.

De keuze C_2 bewerkt inderdaad stabiliteit. Men moet zich wel realiseren dat bij wijziging van de capacitieve belasting C_L, de karakteristiek gaat schuiven, en de keuze van C_2 niet meer de juiste blijkt te zijn.

De gedachte dat deze parallel-capaciteiten stabiliteit bevorderen is in zijn algemeenheid niet juist.

De stabiliteit beschouwen ten opzichte van de + ingang

De verwarring tussen overdracht en tegenkoppeling kan men volledig opheffen als men de stabiliteit beschouwt ten opzichte van de + ingang. Ten opzichte van deze ingang zijn overdracht en het omgekeerde van de tegenkoppelfactor volkomen identiek zodat men dan de berekende overdracht mag gebruiken om de stabiliteit van de schakeling met bijv. het Bode-diagram te onderzoeken.

WAAR BLIJFT HET OPPERVLAK BOVEN DE   LIJN?

De voorgaande beschouwingen hebben laten zien dat als $A > 1/\beta$ de nieuwe versterking gelijk aan $1/\beta$ wordt. De vraag rijst nu wat er met het oppervlak boven de $|1/\beta|$ lijn gebeurt (fig. 12).

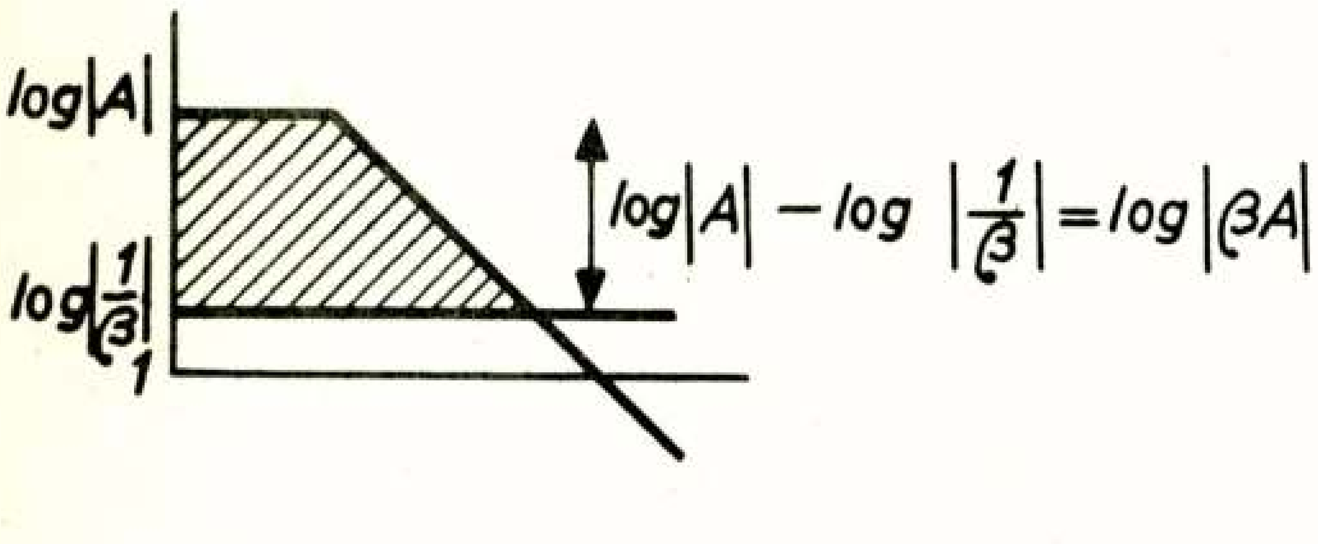


fig.12.Het oppervlak boven de   lijn.

Het is eenvoudig in te zien dat de hoogte van het trapezium gelijk is aan $\log|A\beta|$. Deze term trad ook op bij de berekening van de versterking bij tegenkoppeling.

$$A' = \frac{A}{1+\beta A} = 1/\beta \cdot \frac{1}{1+1/\beta A}$$

Naarmate βA groter is, zal A' dus nauwkeuriger door de tegenkoppelfactor bepaald worden.

Men kan de berekeningen uitbreiden voor de grootte van de stuurspanning ε, van de ingangs- en uitgangsimpedantie (R_{in} en R_{uit}) en de vervorming (D') bij tegenkoppeling, door deze uit te drukken in dezelfde grootheden van de open versterker.

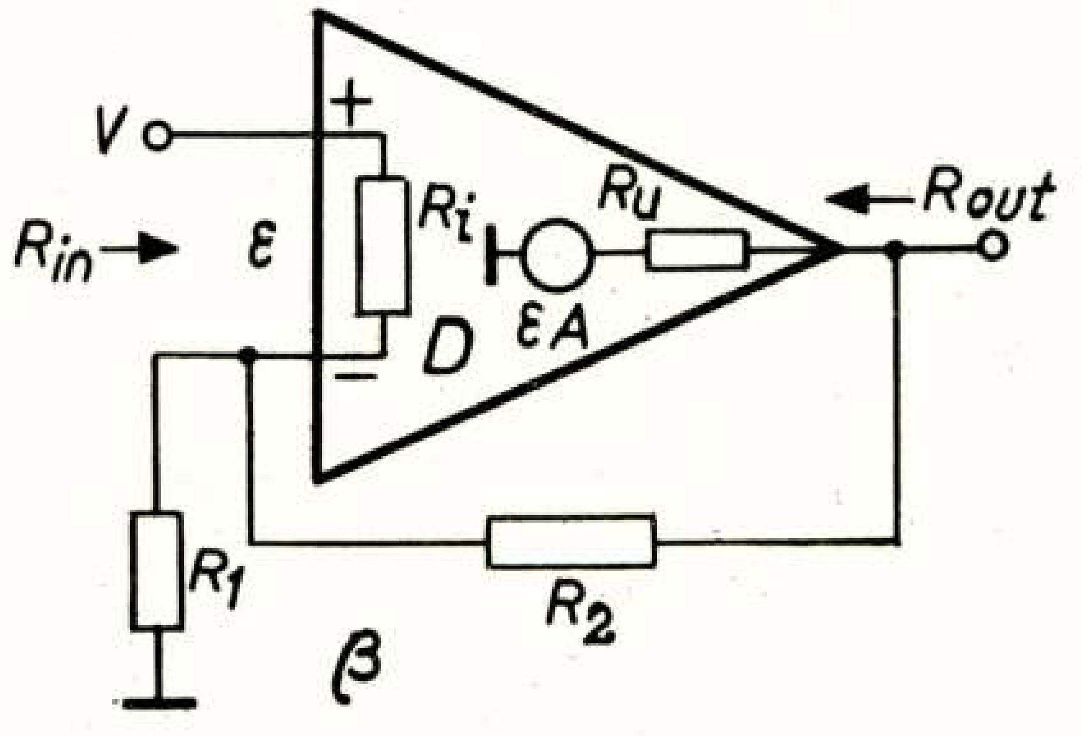


fig. 13. Verrangschema van een tegengekoppelde operationele versterker.

Deze berekeningen leveren het volgende op

$$\frac{\varepsilon}{V} = \frac{1}{1+\beta A}\ ; \quad \frac{R_{in}}{R_i} = 1+\beta A\ ; \quad \frac{R_{uit}}{R_u} = \frac{1}{1+\beta A}\ ; \quad \frac{D'}{D} = \frac{1}{1+\beta A}$$

In alle relaties komt de term $1+\beta A$ voor. Een grote waarde van βA "idealiseert" een teruggekoppelde versterker. De wenslijkheid om deze idealisering naar hogere frequenties uit te breiden zal duidelijk zijn. In fig. 14 is een dergelijke mogelijkheid aangegeven.

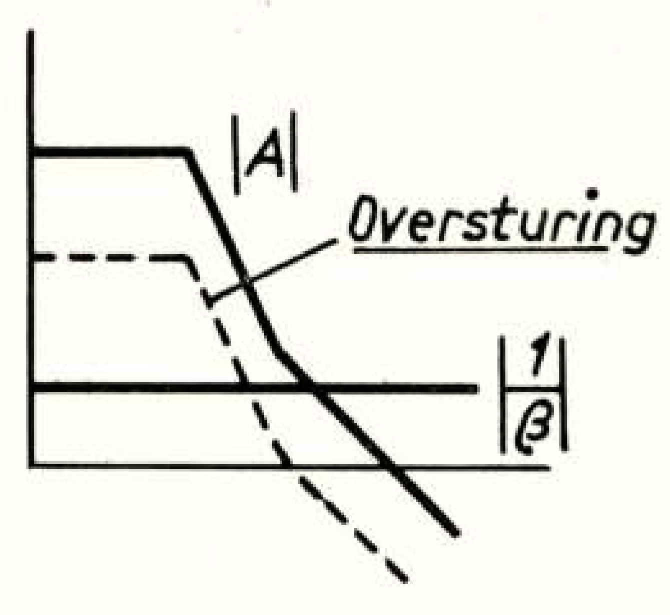


fig. 14. Een operationele versterker met een frequentie afval van 12 db/octaaf beginnend.

De frequentie afval van de karakteristiek verloopt eerst volgens 12 db/octaaf en buigt in het gebied waar de terugkoppeling wordt toe-

gepast af naar een helling van 6 db/octaaf.

In gevallen waar de tegenkoppelfactor vast ligt kan men een dergelijke karakteristiek zonder bezwaren toepassen. Men moet echter wel zeker zijn dat ook de versterker-karakteristiek niet wijzigt. Iets dergelijks heeft bijvoorbeeld plaats bij oversturing van een versterker. De effectieve versterking neemt af, waardoor de karakteristiek schuift zoals met de stippellijn is aangegeven. Bij sterke oversturing kan men dus instabiliteit verwachten, zoals uit de figuur valt af te leiden.

T-NETWERKEN ALS TEGENKOPPELIMPEDANTIES

In veel gevallen wenst men tegenkoppelnetwerken met gecompliceerde overdracht aan te brengen. Hierbij valt vaak de keuze op T-netwerken. Een dergelijke configuratie is aangegeven in fig. 15a.

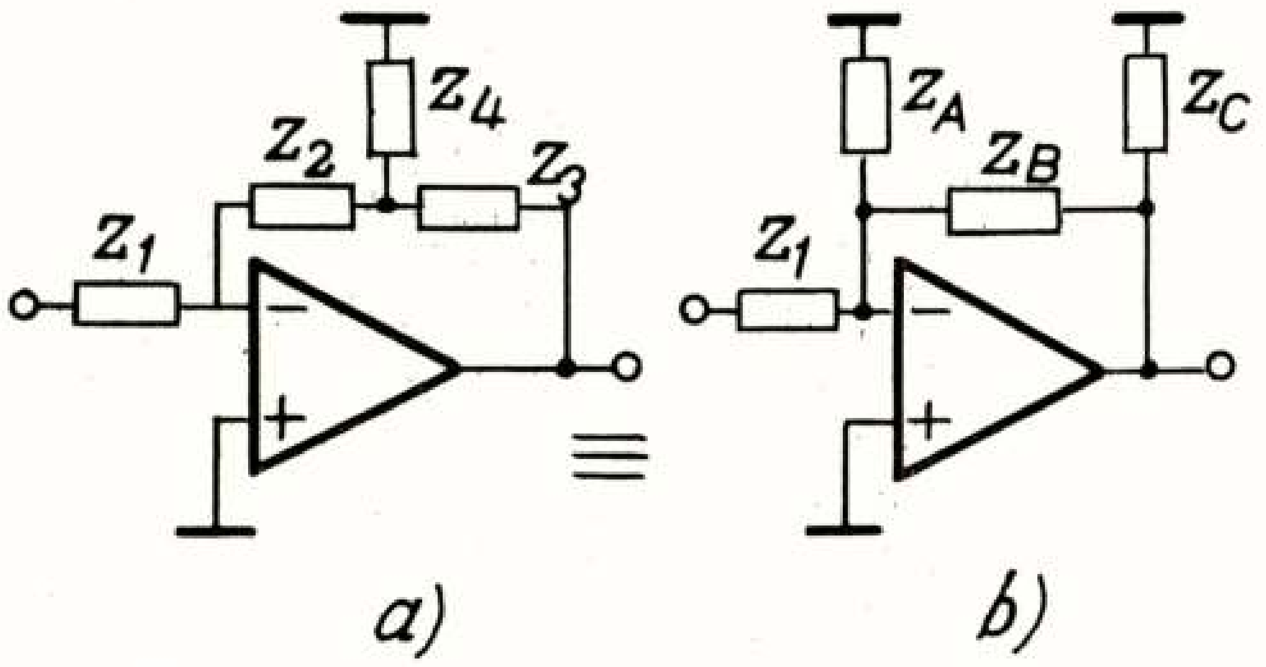


fig. 15. Tegenkoppelen m.b.v. T- en π netwerken

De overdracht van deze schakeling kan men het best bepalen door het T-netwerk via een ster-driehoek transformatie om te vormen tot een π netwerk zoals fig. 15 b laat zien.

De impedanties Z_A en Z_C hebben weinig invloed op de overdracht. Z_A voert immers nauwelijks signaal omdat in deze schakeling de -ingang een virtuele aarde vormt. Z_C vormt slechts een belasting voor de versterker.

Voor de overdracht bepalende impedantie Z_B mag men schrijven

$$Z_B = Z_2 + Z_3 + Z_2 Z_3 / Z_4$$

Aldus redenerend vindt men voor de overdracht van de tegengekoppelde versterker de juiste relatie.

$$A' = -Z_B/Z_1$$

Men moet zich echter wel blijven realiseren dat voor stoorsignalen zoals drift en ruis, de redenering tot andere resultaten leidt.

De genoemde stoorsignalen kan men onderbrengen in twee bronnen; een stroombron en een spanningsbron zoals in fig. 16 is aangegeven

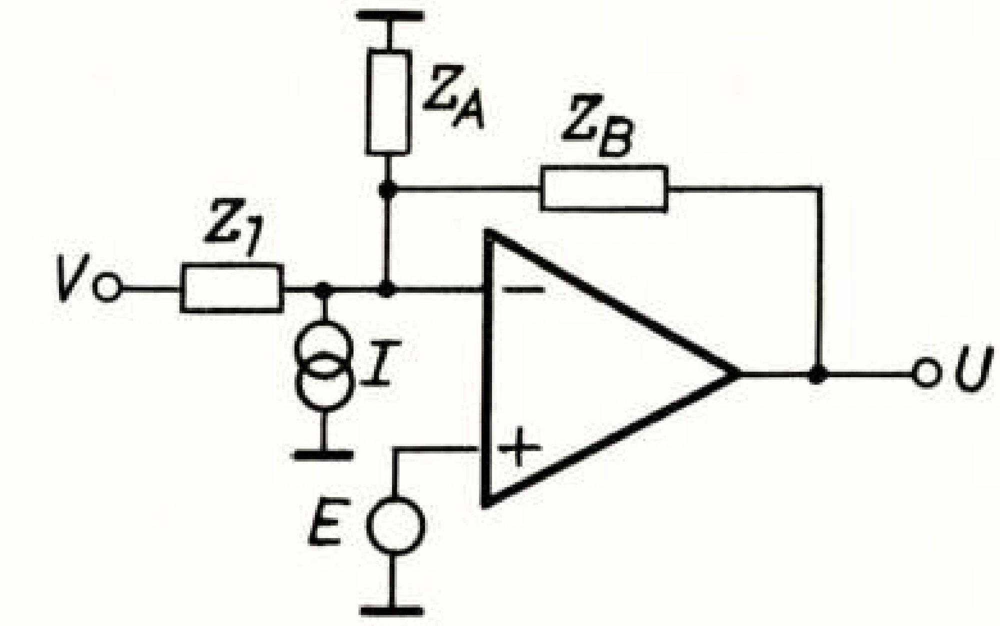


fig. 16. Teruggekoppelde operationele versterker met ingetekende stoorsignaalbronnen I en E

Voor het uitgangssignaal geldt nu

$$U = -Z_B/Z_1\, V - Z_B I + \left(1 + Z_B/(Z_1 // Z_A)\right) E$$

Deze relatie geeft aan, dat de impedantie Z_A voor de stoorspanning wel van betekenis is. Een ongelukkige keuze van Z_A kan daardoor de ruis en drift aan de uitgang aanzienlijk vergroten.

"COMMON-MODE" REJECTIE VAN OPERATIONELE VERSTERKERS

Bij verschilversterkers onderscheidt men rejectie en discriminatie om het gedrag bij gelijke signalen op beide ingangen, de zgn. common-mode signalen, te kunnen beschrijven. Indien de versterker een enkelzijdige uitgang bezit, zoals bij de meeste operationele versterkers het geval is, vallen de twee begrippen samen en spreekt men uitsluitend over rejectie. Een maat hiervoor is de rejectie factor, aangeduid met H.

Onder de rejectiefactor verstaat men de verhouding tussen het common-mode signaal, aangebracht op de ingangen van een operationele versterker en het verschilsignaal tussen de ingangen, nodig om het effect van het common-mode signaal gemeten aan de uitgang van de versterker, te compenseren.

Deze factor kan men berekenen als men voor de operationele versterker afhankelijk van de keuze van de ingang twee verschillende versterkingsfactoren A+ en A- onderkent. Deze versterkingsfactoren zijn in het algemeen niet geheel gelijk en kan men schrijven als:

$$A^+ = A + \Delta A/2 \qquad \Delta A = A^+ - A^-$$
$$A^- = A - \Delta A/2 \quad \text{of} \quad A = \frac{A^+ + A^-}{2}$$

Overeenkomstig de definitie volgt hieruit voor de rejectiefactor H

$$H = \frac{A_{verschil}}{A_{common}} = \frac{A}{\Delta A}$$

De rejectiefactor speelt een rol bij alle schakelingen waarbij het signaal wordt toegevoerd aan de + ingang van een operationele versterker. Als voorbeeld kan een volger gekozen worden (fig. 17).

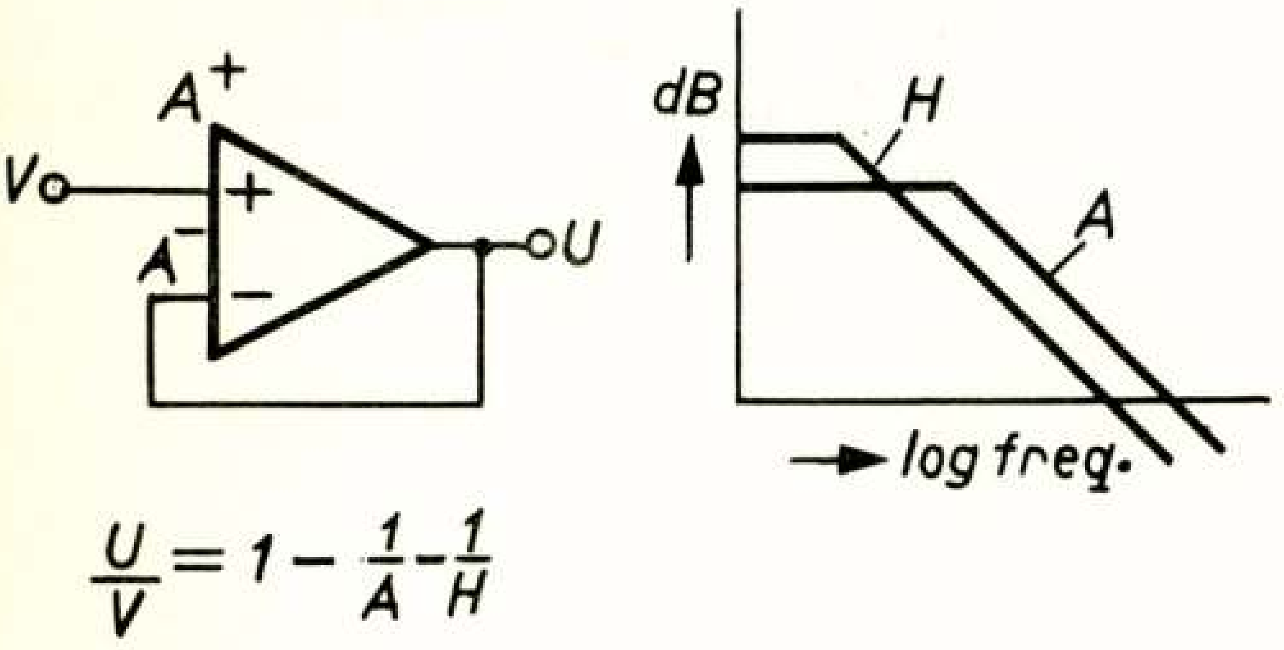


fig. 17. Volger-schakeling.

Voor een volger geldt:

$$VA^+ - UA^- = U \rightarrow U/V = \frac{A^+}{1 + A^-}$$

Substitutie van de vergelijkingen voor A+ en A- en de rejectiefactor H levert op

$$U/V = 1 - \frac{1}{A} - \frac{1}{H}$$

De volger-eigenschappen worden gelijkelijk bepaald door de versterking en de rejectie. Men kan tot foute conclusies komen als de rejectie-factor in de beschouwing over volgers wordt verwaarloosd. Bij karakteristieken van de versterking en de rejectiefactor zoals in fig. 17 zijn aangegeven, wordt de kwaliteit van de volger bij hogere frequenties door de rejectiefactor bepaald. In veel gevallen leidt bij hogere frequenties de inverterende configuratie met lage gelijke weerstanden tot betere resultaten.

NIEUWE OPERATIONELE VERSTERKER UITVOERINGEN

De laatste tijd verschijnen een aantal geintegreerde operationele versterkers, die slechts gedeeltelijk door het schema van fig. 1 worden weergegeven. Er zijn een aantal voorzieningen aangebracht waardoor de toepassingsmogelijkheden worden uitgebreid. De voorgaande beschouwingen blijven echter ook voor deze versterkers gelden. Een tweetal van dergelijke versterkers, de transconductance versterker en de nortonversterker mogen als toelichting dienen.

De transconductance versterker

De transconductance versterker is in grote lijnen een gewone operationele versterker, met als uitgangstrap een stroombron. Een uitbreiding bestaat uit de mogelijkheid de stroom door het ingangstransistorpaar uitwendig te kunnen instellen. Fig. 18 geeft het schema van een dergelijke transconductance versterker.

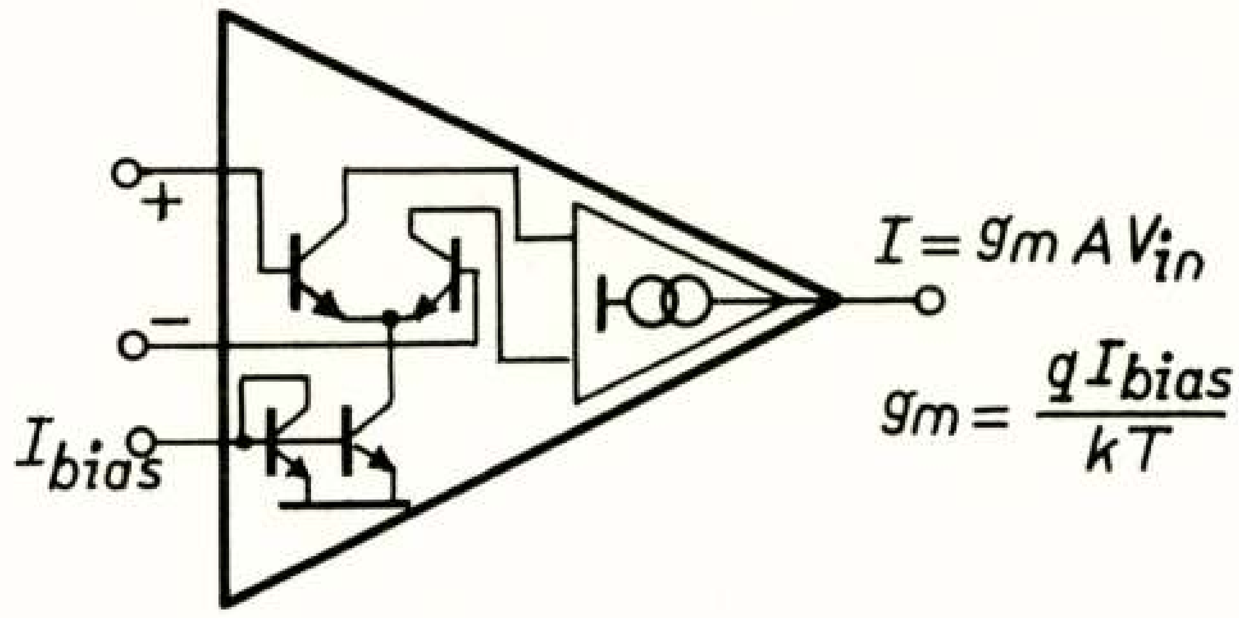


fig. 18 Transconductance versterker

De extra ingang maakt het mogelijk de versterking te regelen. De steilheid van het ingangspaar is immers lineair evenredig met de instel stroom daar geldt:

$$g_m = qI_{bias}/_{kT}$$

Hieruit volgt voor de uitgangsstroom:

$$I_{uit} = g_m A V_{in}$$

waarbij A de versterking voorstelt van het deel achter de ingangstrap. Tegelijkertijd wijzigen de ingangsstromen en impedanties. Eventueel kan men de versterker afschakelen door I_{bias} te onderbreken.

De schakelmogelijkheid maakt de versterker geschikt voor multiplexing en "sample" en "hold" versterker; (fig.19a); de regelmogelijkheid leidt tot toepassingen zoals een AM modulator (zie fig. 19b).

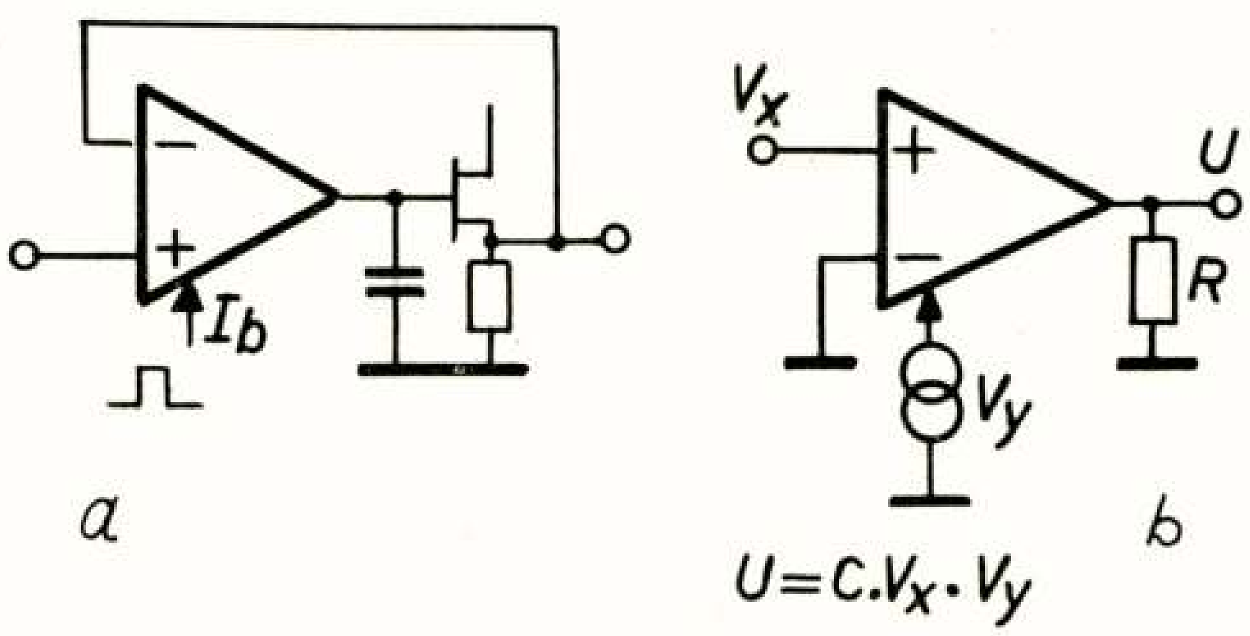


fig. 19a. Transconductance versterker toegepast in een sample/hold schakeling.
b. Idem als AM modulator.

De Norton versterker

Het schema van de norton versterker met het bijbehorende symbool wordt gegeven in fig. 20.

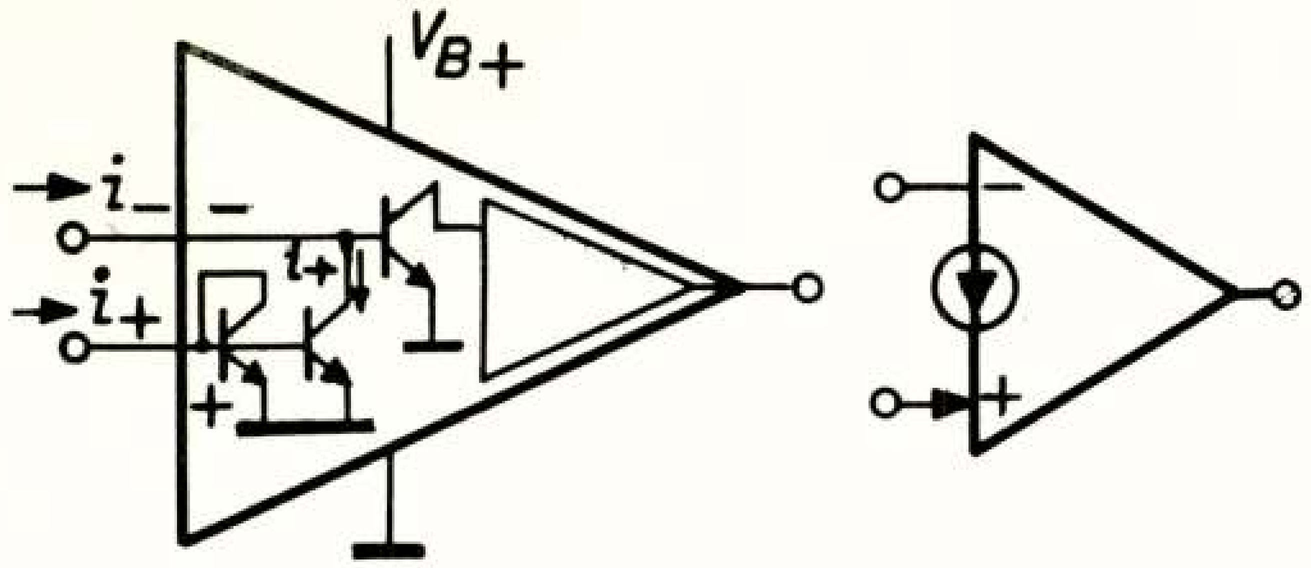


fig. 20. Norton versterker met bijbehorend symbool.

De ingangstrap bestaat uit een enkele transistor die de -ingang vormt. De uitbreiding met een stroomspiegel geeft het circuit een + ingang. Het voordeel van de schakeling is vooral de beperking tot een enkele voedingsspanning.

De ingangsimpedantie van de +ingang wordt door een diode gevormd en is dus vrij laag. De gelijkheid in versterking voor de twee ingangen is beperkt, omdat de overdracht van een stroomspiegel bij toepassing over een groot stroombereik vaak enigszins van één gaat afwijken. De -ingang is een volwaardige operationele versterker ingang.

De rejectiefactor is door het gedrag van de +ingang matig en het toepassingsgebied van de nortonversterker zal bijzonder liggen in de inverterende configuratie. De + ingang is uitermate geschikt om bij AC-versterkers het DC-niveau in te stellen. Een voorbeeld van een dergelijke schakeling geeft fig. 21.

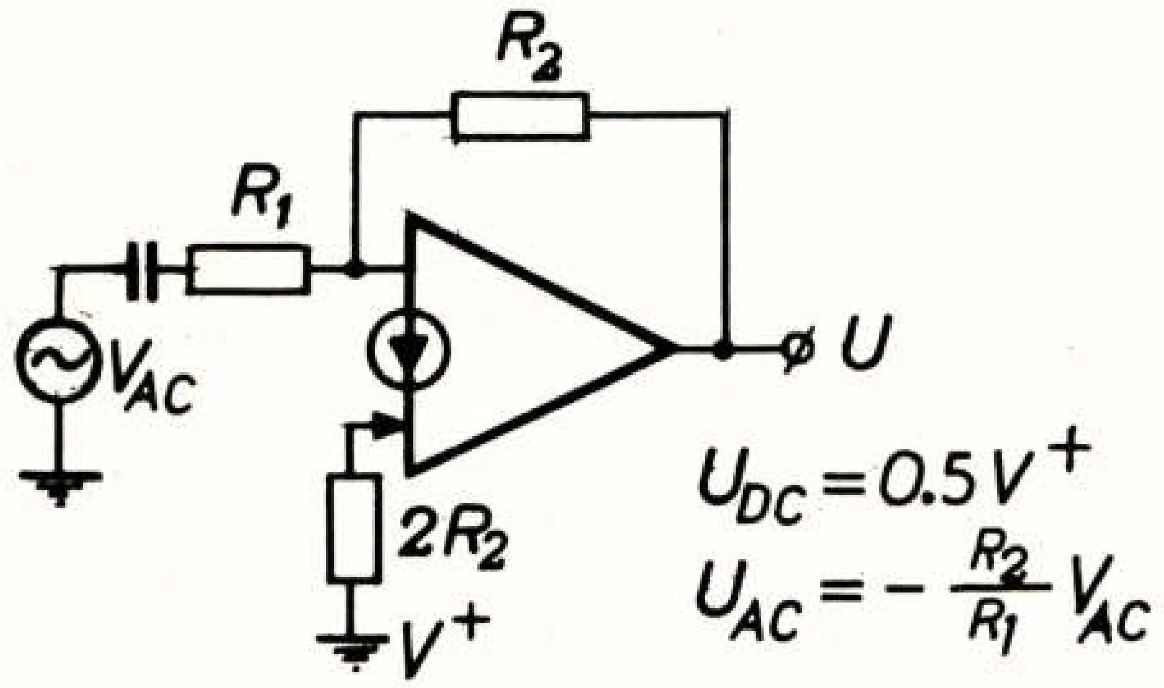


fig. 21. Een AC-versterker m.b.v. een norton operationele versterker.

De DC-instelling maakt, dat de DC-spanning aan de uitgang precies de halve voedingsspanning bedraagt, zodat de versterker voor AC-signalen maximaal kan worden uitgestuurd.

CONCLUSIE

Door de nieuwe technologie zijn de electronici in staat geweest zichzelf nieuwe, gecompliceerde componenten te verschaffen, die door de algemene toepasbaarheid vergeleken kunnen worden met de reeds bekende componenten zoals transistors. Ook voor deze nieuwe componenten kan men op een zelfde wijze electrische vervangschema's opstellen.

De bijbehorende electronica blijkt in het algemeen tot betere resultaten te kunnen leiden, zodat de gecompliceerdheid van de componenten zinvol geacht mag worden. Deze betere resultaten verkrijgt men echter niet alleen door de gecompliceerdheid. De nodige kennis omtrent electronica mag niet ontbreken.

Literatuur

Tobey, Graeme, Huelsman, Operational amplifiers Design and Applications, Burr.Brown McGraw Hill 1971

Philbrick/Nexus: Applications manual for operational amplifiers 1969.

R.C.A., linear integrated circuits and MOS devices, application notes (transductance versterkers pag. 233 e.v.)

Nat. Semiconductor Corp.: Application notes
AN 31: Op Amp circuit collection
AN 72: LM 3900, a new current-differencing quad of ± input amplifiers (norton versterker)

Voordracht gehouden op 1 febr. 1973 in de T.H. Delft, afdeling der Electrotechniek.

INHOUD

Tijdschrift van het NERG Deel 38 - nr. 2/3 - 1973